PHILIPS



Electronic Components and Materials

NOTE DI APPLICAZIONE 1

AMPLIFICATORI VHF/UHF

A COMPONENTI DISCRETI E A CIRCUITI INTEGRATI IBRIDI

EDIZIONI PHILIPS/ELCOMA

Questo volume è in vendita presso la
« LIBRERIA INTERNAZIONALE RUSCONI »
Via Vitruvio, 43 - 20124 MILANO - Tel. (02) 2710016

amplificatori VHF/UHF

a componenti discreti e a circuiti integrati ibridi

Edizioni Philips/Elcoma

SOMMARIO

AMPLIFICATORI D'ANTENNA

OM350, OM336, OM339: Nuovi amplificatori ibridi a larga banda (VHF/UHF) per sistemi di amplificazione d'antenna e per strumentazione — pag. 9

Amplificatori VHF/UHF ibridi a larga banda per sistemi di amplificazione d'antenna singoli e centralizzati e per strumentazione — » 20

Progetto completo di 10 amplificatori d'antenna operanti nelle bande I/III VHF e IV/V UHF — » 28

Esame delle cause che producono i fenomeni di intermodulazione negli amplificatori di antenna — » 46

AMPLIFICATORI PER RIPETITORI TV, BANDE III/IV E V

BLW75: Transistore per ripetitori e trasmettitori TV in banda III (VHF) — » 59

Amplificatore a larga banda per ripetitori TV, bande IV/V, impiegante due BLW98 in parallelo — » 65

Preamplificatore per ripetitori TV, bande IV/V, realizzato con il BLX98 — » 80

AMPLIFICATORI PER TRASMETTITORI S.S.B., F.M., VHF e UHF

Amplificatore S.S.B. (Single Side Band) a bassa distorsione — » 89

Il BLW78 in un amplificatore di potenza a larga banda per trasmettitori FM — » 99

BLY89C: transistore di potenza per trasmettitori VHF — » 104

Amplificatore VHF di potenza a due stadi per trasmettitori mobili realizzato con i transistori BFQ42 e BLW29 — » 109

Amplificatore di potenza per ricetrasmettitori VHF realizzato con i transistori BFQ43 e BLW31 — » 116

Amplificatori modulari di potenza a larga banda (bande I e III) per trasmettitori VHF — » 124

Due amplificatori VHF di potenza a larga banda per incrementare la potenza d'uscita dei moduli BGY32...BGY36 — » 138

BLW79, BLW80 e BLW81: Transistori di potenza per impieghi in U.H.F. — » 144

Amplificatore UHF di potenza a tre stadi per trasmettitori mobili — » 152

Amplificatori R.F. di potenza per ripetitori/trasmettitori TV (bande I e III), apparecchiature professionali (VHF/UHF) e sistemi di trasmissione S.S.B. (Single Side Band) — » 161

GUIDA ALLA SCELTA DEI TRANSISTORI R.F.

Catene di transistori consigliate per ottenere una data potenza d'uscita — » 175

OM 350, OM 336, OM 339: Nuovi amplificatori ibridi a larga banda (VHF/UHF) per sistemi di amplificazione d'antenna e per strumentazione

Il progettista di impianti d'antenna singoli o centralizzati dato il continuo proliferare delle emittenti TV private, troverà in questi nuovi circuiti integrati ibridi un valido aiuto per la semplificazione, economicità e razionalizzazione degli impianti.

INTRODUZIONE

Abbiamo più volte illustrato i vantaggi elettrici ed economici dei circuiti integrati ibridi a larga banda prodotti dalla Philips/Elcoma. La tecnologia a film sottile impiegata consente di ottenere vantaggi di ingombro, caratteristiche elettriche e riproducibilità non ottenibili con le tecnologie convenzionali. L'impiego del computer per l'ottimizzazione dei valori dei componenti usati, e il taglio mediante laser dei resistori per ottenere i valori forniti dal computer, hanno permesso a questa tecnologia di raggiungere facilmente i suddetti vantaggi.

In questo articolo presentiamo altri tre *nuovi* circuiti ibridi a larga banda (40...860 MHz) pregettati per essere impiegati negli impianti d'antenna singoli o centralizzati, nelle più svariate combinazioni. Questi componenti trovano inoltre un favorevole impiego anche nel campo della strumentazione e delle apparecchiature radar.

Le loro sigle sono:

OM 350 - due stadi di amplificazione: uscita 100 dB µV
OM 339 - tre stadi di amplificazione: uscita 107 dB µV
OM 336 - tre stadi di amplificazione: uscita 107 dB µV

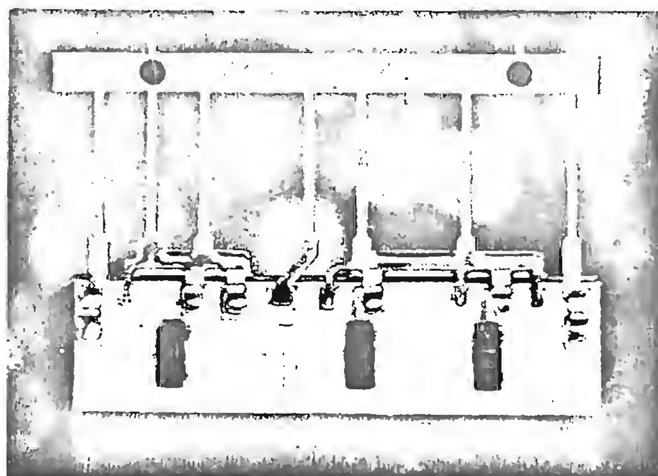


Fig. 1 - Struttura interna di un amplificatore ibrido a 3 stadi

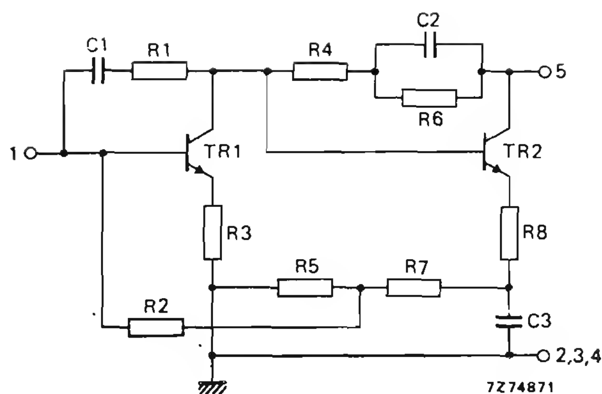


Fig. 2 - Schema elettrico del modulo OM 350

coatea.

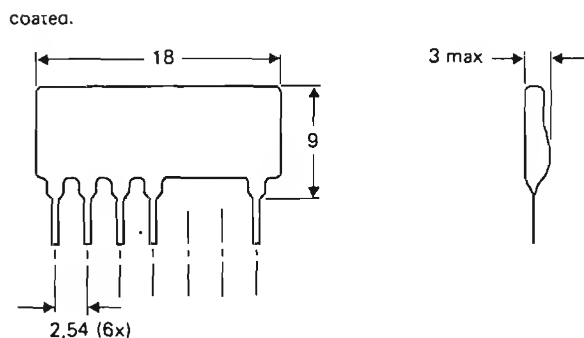


Fig. 3 - Dimensioni d'ingombro e collegamenti elettrici (in mm) dell'OM 350.

Gli amplificatori sono stati realizzati adottando praticamente gli stessi criteri, e cioè:

— stadi accoppiati tra loro in continua

— polarizzazione delle basi ottenuta mediante il sistema classico a partitori di tensione

— controreazione ottenuta mediante resistori di emettitore

— circuiti di adattamento d'ingresso e d'uscita ottenuti senza componenti reattivi ma mediante linee di ritardo calcolate mediante computer e sfruttando anche i parametri "S" dei transistori impiegati

— l'intermodulazione, parametro di estrema importanza in questi componenti anche in ragione della densità delle attuali emittenti, è —60 dB.

Questi tre nuovi tipi di amplificatori ibridi a larga banda (VHF / UHF) sono particolarmente adatti per l'amplificazione dei segnali provenienti direttamente dall'antenna, e come preamplificatori in sistemi di antenna centralizzati (sistemi MATV e RATV).

Qui di seguito forniamo i dati tecnici di questi componenti.

Nella fig. 2 è riportato lo schema elettrico dell'OM 350. Quelli dell'OM 336 e OM 339 sono uguali (fig. 4).

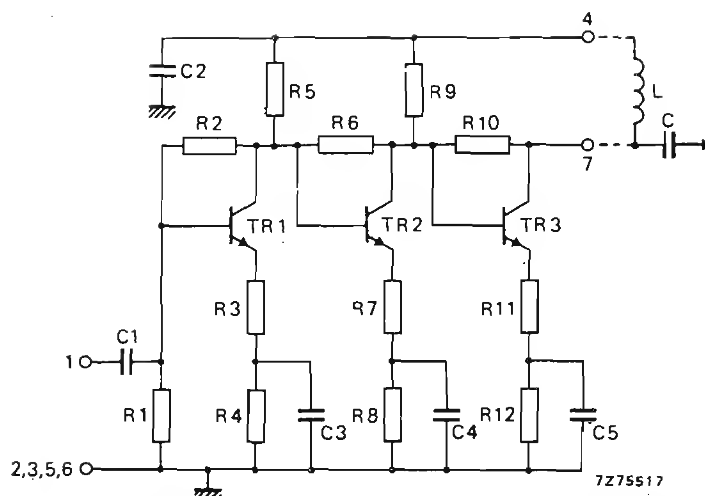


Fig. 4 - Schema elettrico dei moduli OM 336 e OM 339

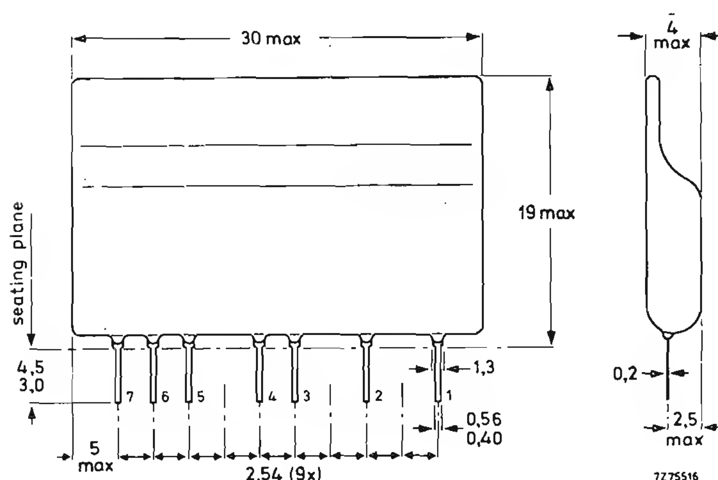


Fig. 5 - Dimensioni d'ingombro e collegamenti elettrici (in mm) dell'OM 336 e OM 339



Fig. 6 - Prototipo di un amplificatore di canale (banda VHF) realizzato con i moduli OM 335 e OM 337

Tabella 1 - VALORI MASSIMI ASSOLUTI DEI MODULI OM 350 OM 336 e OM 339

		OM 350	OM 336	OM 339	
Temperatura di lavoro	T_{amb}	—20...+70	—20...+70	—20...+70	°C
Temperatura di immagazzinamento	T_{stg}	—40...+125	—40...+125	—40...+125	°C
Tensione di alimentazione in c.c.	V_B	15	28	28	V
Tensioni di picco sui piedini 1 e 7	V_{1M}, V_{7M}		28	28	V
	$-V_{1M}$, $-V_{7M}$		10	10	V
Potenza di picco sui piedini 1 e 7	P_{I1M}, P_{I7M}	100*	100	100	mW

* piedini 1 e 5

2. - DATI TECNICI ESSENZIALI

		OM 350	OM 336	OM 339	
Campo di frequenza	f	40...860	40...860	40...860	MHz
Impedenza della sorgente e del carico	$R_S = R = Z_0$	75	75	75	Ω
Guadagno	$G_{tr} = \|s_f\|^2$	**18**	**22**	**28**	dB
Linearità della curva di risposta	$\pm \Delta \|s_f\|^2$	1,0	1,0	1,5	dB
Tensione d'uscita a —60 dB di distorsione per intermodulazione (norme DIN, 3 frequenze di prova)	$V_{0\,(eff)}$	**100**	**107**	**107**	dBµV
Figura di merito	F	6	7	6	dB
Tensione di alimentazione in c.c.	V_B	12 V ± 10%	24 V ± 10%	24 V ± 10%	
Temperatura di lavoro	T_{amb}	—20...+70	—20...+70	—20...+70	°C

3. - CARATTERISTICHE PIU' PARTICOLAREGGIATE

		OM 350	OM 336	OM 339	
Condizioni di misura					
Temperatura ambiente	T_{amb}	25	25	25	°C
Tensione di alimentazione in c.c.	V_B	12	24	24	V
Impedenza della sorgente e del carico	R_S, R	75	75	75	Ω
Impedenza caratteristica dei collegamenti in r.f.	Z_0	75	75	75	Ω
Bande di lavoro	f	40...860	40...860	40...860	MHz
Prestazioni					
Corrente di alimentazione	I_B	18	65	67	mA
Guadagno	$G_{tr} = \|s_f\|^2$		20...24	25...30	dB
Linearità della curva di risposta		**18**	**22**	**28**	dB
Massimo rapporto onda stazionaria (V.S.W.R.)	$\pm \Delta s_f^2$	1	1,0	1,5	dB
ingresso	$VSWR_{(i)}$	1,5	1,4	1,5	
uscita	$VSWR_{(o)}$	1,9	1,6	1,5	
Attenuazione "back"	$\|s_r\|^2$	29	42	46	dB
f = 100 MHz	$\|s_r\|^2$	25	40	31	dB
f = 860 MHz			105	105	dB µ
Tensione d'uscita con —60 dB di distorsione per intermodulazione (secondo norme DIN 45004, 3 frequenze di misura)	$V_{o\,(rms)}$	**100**	tip. **107**	tip. **107**	dB µ
Figura di merito	F	6	7	6	dB

Parametri s: $s_f = s_{21}$ $s_o = s_{22}$
$s_r = s_{12}$ $s_i = s_{11}$

4. - CONDIZIONI DI LAVORO

Campo della temperatura di lavoro	T_{amb}	—20...+70	—20...+70	—20...+70	°C
Tensione continua di alimentazione	V_B	12V ± 10%	24V ± 10%	24V ± 10%	
Banda della frequenza di lavoro	f	40...860	40...860	40...860	MHz
Impedenza di carico e della sorgente	R_s, R	75	75	75	Ω

Tabella 2 - CARATTERISTICHE PRINCIPALI E IMPIEGHI DI TUTTI GLI AMPLIFICATORI IBRIDI A LARGA BANDA PHILIPS/ELCOMA

Impiego Tipo	Amplificazione di potenza (dB)	Tensione d'uscita[1] (dBµV)	Rumore (dB)	Corrente assorbita (mA)	Tensione di alimentazione[2] (V)
Antenne interne					
OM 320	15	94	5	23	24
OM 321	15	100	6	33	24
OM 350	18	100	5	18	12
Amplificatori di canale					
OM 321 + OM 323	30	≥ 120	6	133	24
OM 335 + OM 323	42	≥ 120	6	135	24
OM 335 + OM 337	53	≥ 120	6	148	24
Piccoli impianti d'antenna					
OM 321	15	100	6	33	24
OM 350	18	100	5	18	12
OM 336	22	107	7	65	24
OM 360	22	107	6	55	12
Medi impianti d'antenna					
OM 323	15	112	8	100	24
OM 337	26	112	8	115	24
OM 335	27	100	5,5	35	24
OM 338	27	103	6	43	24
OM 339	28	107	5	67	24
OM 361	28	107	6	48	12
Grandi impianti d'antenna					
OM 321 + OM 323	30	112	6	133	24
OM 336 + BFR 96	32	114	7	115	24
OM 360 + BFR 96	32	114	6	105	12
BFR 91 + OM 337	34	112	4,5	120	24
OM 321 + OM 336	37	107	6	98	24
OM 339 + BFR 96	38	114	5	120	24
OM 361 + BFR 96	38	114	6	108	12
OM 321 + OM 337	40	112	6	148	24
OM 335 + OM 323	42	112	5,5	135	24

1) Negli amplificatori di banda la modulazione incrociata è —60 dB; negli amplificatori di canale è —54 dB
2) I tipi con alimentazione a 12 V (OM 350, OM 360, OM 361) possono anche essere alimentati con una tensione di 24 V, ovviamente tramite un opportuno resistore in serie.

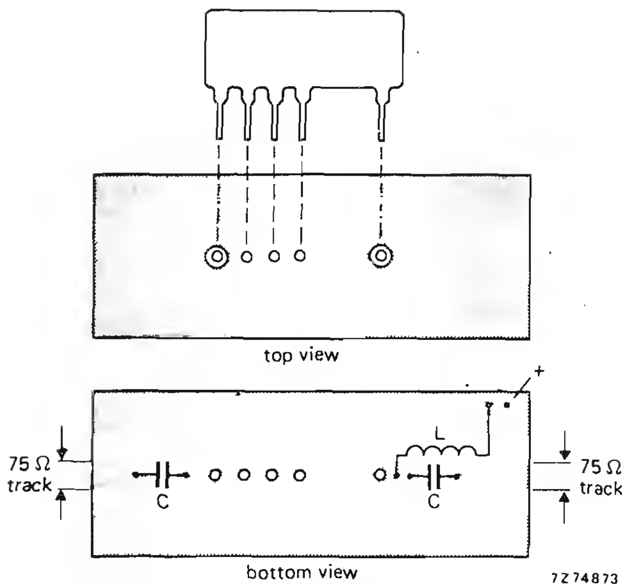


Fig. 7 - Sistema di montaggio consigliato del modulo OM350 sulla piastrina del circuito stampato

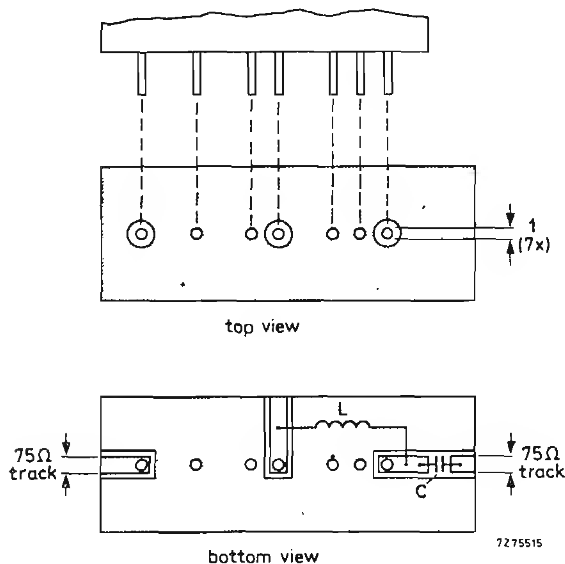


Fig. 8 - Sistema di montaggio consigliato dei moduli OM336 e OM339 sulla piastrina di circuito stampato

5. - CARATTERISTICHE MECCANICHE E SUGGERIMENTI PER LA SALDATURA DEI MODULI

I moduli descritti sono rivestiti in resina.
I collegamenti per *l'OM 350* sono i seguenti (fig. 2)

1 = ingresso

2, 3, 4 = comune

5 = uscita/alimentazione (+)

per *l'OM 336* e per *l'OM* 339 sono i seguenti (fig. 4):

1 = ingresso

2, 3, 5, 6 = comune

4 = tensione di alimentazione (+)

7 = tensione d'uscita

Le regole che qui di seguito forniamo per la saldatura dei terminali dei moduli al rame del circuito stampato valgono per tutti e tre i moduli

a) *saldatura con saldatore a mano*

La punta del saldattore (260°) non dovrà permanere sul punto di saldatura più di 5 s.

b) *saldatura con bagno di stagno*

Lo stagno non dovrà avere una temperatura superiore a 260 °C. Anche in questo caso, il contatto con i punti da saldare non dovrà essere protratto per più di 5 s. Il modulo potrà essere montato anche "coricato" sul circuito stampato; in questo caso la temperatura assumibile dal modulo non dovrà superare i 125 °C. Se il sistema di montaggio del modulo dovesse prevedere un certo preriscaldamento del circuito stampato, occorrerebbe, subito dopo la saldatura dei terminali del modulo, raffreddare *forzatamente* lo stampato in modo da mantenere la temperatura del modulo al di sotto del valore ammesso.

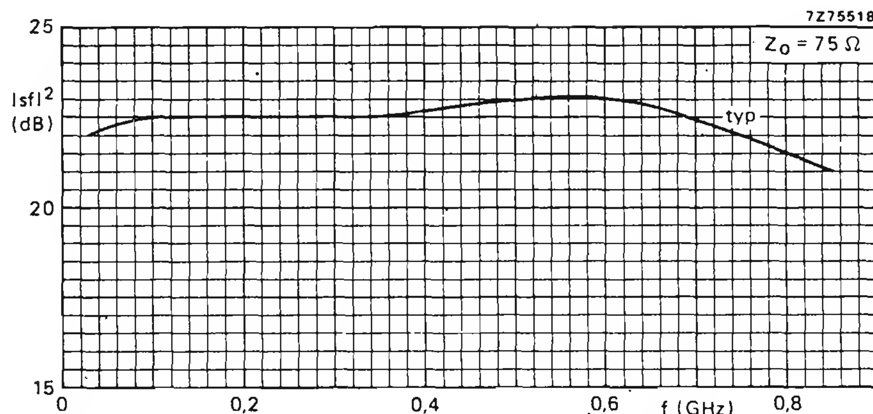


Fig. 9 - Guadagno $|s_f|^2$ in funzione della frequenza nel modulo OM 336

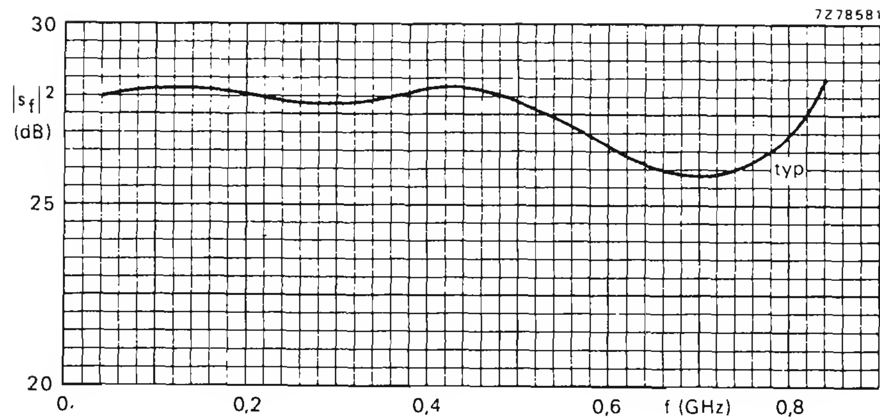


Fig. 10 - Guadagno $|s_f|^2$ in funzione della frequenza nel modulo OM 339 $Z_0 = 75\,\Omega$

6. - RACCOMANDAZIONE PER IL MONTAGGIO DEI MODULI

Si consiglia di montare i moduli su piastrina di circuito stampato con doppio rivestimento in rame, come appunto indicato nelle figg. 7 e 8. Gli ingressi e le uscite dei moduli devono essere collegati a piste con impedenza caratteristica di 75 Ω. I collegamenti ai terminali comuni (2, 3, 5 e 6) devono trovarsi più vicino possibile al piano di montaggio onde evitare possibili inneschi. L'induttanza L nelle figg. 7 e 8 deve essere superiore a 5 μH. Ciò può essere ottenuto avvolgendo 27 spire di filo di rame smaltato (Ø = 0,3 mm) su un bastoncino di ferrite con diametro di 1,6 mm. Il condensatore C (figg. 7 e 8) deve essere del tipo ceramico con un valore di capacità superiore a 220 pF.

Appendice: DATI TECNICI COMPLETI DEL CIRCUITO IBRIDO OM 361 E DEI TRANSISTORI BFR 91/96.

DEVELOPMENT SAMPLE DATA

OM361

HYBRID INTEGRATED CIRCUIT VHF/UHF WIDE-BAND AMPLIFIER

Three stage wide band amplifier in hybrid integrated circuit technique on a thin film substrate, intended for use in mast head booster amplifiers as an amplifier in MATV systems, and as general purpose amplifier for v.h.f. and u.h.f. applications

QUICK REFERENCE DATA

Frequency range	f		40 to 860 MHz
Source and load (characteristic) impedance	$R_s = R_\ell = Z_o$	=	75 Ω
Transducer gain	$G_{tr} = \|s_f\|^2$	typ	28 dB
Flatness of frequency response	$\pm\Delta\|s_f\|^2$	typ	1 dB
Output voltage at −60 dB intermodulation distortion (DIN 45004, 3 tone)	$V_{o(rms)}$	>	105 dBμV
Noise figure	F	typ	6 dB
D.C. supply voltage	V_B	=	12 V ± 10%
Operating ambient temperature	T_{amb}		−20 to +70 °C

ENCAPSULATION 8 pin, in line, resin coated body, see MECHANICAL DATA

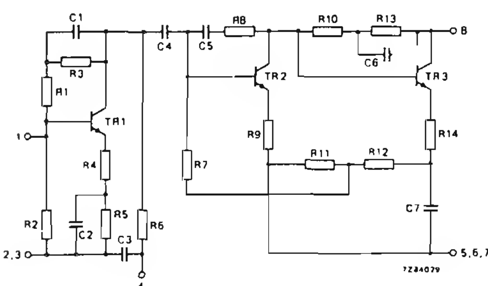


Fig. 1 Circuit diagram

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Operating ambient temperature	T_{amb}		−20 to +70 °C
Storage temperature	T_{stg}		−40 to +125 °C
D.C. supply voltage	V_B	max.	15 V
Peak incident powers on pins 1 and 8	P_{I1M}, P_{I8M}	max.	100 mW

CHARACTERISTICS

Measuring conditions

Ambient temperature	T_{amb}	=	25 °C
D.C. supply voltage	V_B	=	12 V
Source impedance and load impedance	R_s, R_ℓ	=	75 Ω
Characteristic impedance of h.f. connections	Z_o	=	75 Ω
Frequency range	f	=	40 to 860 MHz

Performance

Supply current	I_B	typ.	50 mA
Transducer gain	$G_{tr} = \|s_f\|^2$	typ.	28 dB
			26 to 31 dB
Flatness of frequency response	$\pm\Delta\|s_f\|^2$	typ.	1 dB
Individual maximum v.s.w.r.			
input	$VSWR_{(i)}$	typ.	1,5 *
output	$VSWR_{(o)}$	typ.	1,7 *
Back attenuation			
f = 100 MHz	$\|s_r\|^2$	typ.	46 dB
f = 860 MHz	$\|s_r\|^2$	typ.	35 dB
Output voltage at −60 dB intermodulation distortion (DIN 45004, par. 8,3, 3-tone)	$V_{o(rms)}$	>	105 dBμV
		typ.	107 dBμV
Noise figure	F	typ.	6 dB

s-parameters:	$s_f = s_{21}$	$s_i = s_{11}$
	$s_r = s_{12}$	$s_o = s_{22}$

* Highest value, for a sample, occurring in the frequency range.

OPERATING CONDITIONS

Ambient temperature range	T_{amb}		−20 to +70 °C
D.C. supply voltage	V_B	=	12 V ± 10%
Frequency range	f		40 to 860 MHz
Source impedance and load impedance	R_s, R_ℓ	=	75 Ω

MECHANICAL DATA — Dimensions in mm

The device is resin coated

DEVELOPMENT SAMPLE DATA

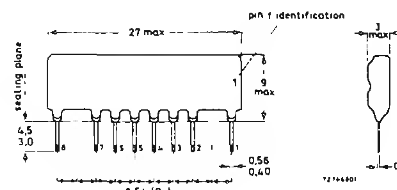


Fig. 2 Encapsulation.

Terminal connections

1 = input
2, 3, 5, 6, 7 = common
4 = supply (+)
8 = output/supply (+)

Soldering recommendations

Hand soldering

Maximum contact time for a soldering-iron temperature of 260 °C up to the seating plane is 5 s.

Dip or wave soldering

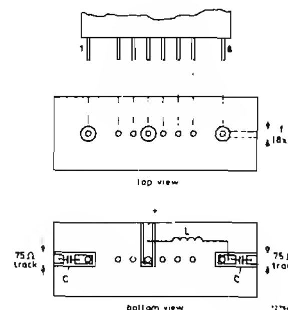
260 °C is the maximum permissible temperature of the solder, it must not be in contact with the joint for more than 5 seconds. The total contact time of successive solder waves must not exceed 5 seconds. The device may be mounted against the printed-circuit board, but the temperature of the device must not exceed 125 °C. If the printed circuit board has been pre-heated, forced cooling may be necessary immediately after soldering to keep the temperature below the allowable limit.

Mounting recommendations

The module should preferably be mounted on double sided printed-circuit board, see the example shown below

Input and output should be connected to 75 Ω tracks

The connections to the 'common' pins should be as close to the seating plane as possible



L > 5 μH e.g. catalogue no. 3122 108 20150 or 27 turns enamelled Cu wire (0,3 mm) wound on a ferrite core (material 4B1 catalogue number 3122 104 911101 with a diameter of 1,6 mm.
C > 220 pF ceramic capacitor

Fig. 3 Printed circuit board holes and tracks

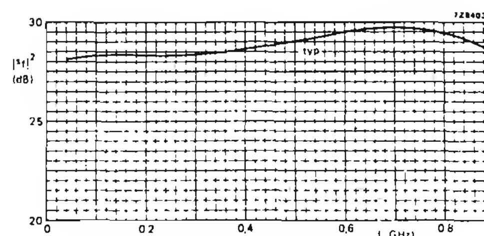


Fig. 4 Transducer gain as a function of frequency $Z_o = 75\ \Omega$

SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTOR

N-P-N transistor in a subminiature plastic transfer-moulded T-package. It is primarily intended for use in u.h.f. and microwave amplifiers such as in aerial amplifiers, radar systems, oscilloscopes, spectrum analysers etc.
The transistor features very low intermodulation distortion and high power gain; thanks to its very high transition frequency, it also has excellent wideband properties and low noise up to high frequencies.

QUICK REFERENCE DATA

Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO}	max.	15	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	12	V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	35	mA
Total power dissipation up to T_{amb} = 60 °C	P_{tot}	max.	180	mW
Junction temperature	T_j	max.	150	°C
Transition frequency at f = 500 MHz I_C = 30 mA, V_{CE} = 5 V	f_T	typ.	5	GHz
Feedback capacitance at f = 1 MHz I_C = 2 mA, V_{CE} = 5 V; T_{amb} = 25 °C	C_{re}	typ.	0,8	pF
Noise figure at optimum source impedance I_C = 2 mA, V_{CE} = 5 V, f = 500 MHz, T_{amb} = 25 °C	F	typ.	1,9	dB
Max. unilateral power gain (see page 3) I_C = 30 mA, V_{CE} = 5 V, f = 500 MHz; T_{amb} = 25 °C	G_{UM}	typ.	16,5	dB
Intermodulation distortion at T_{amb} = 25 °C I_C = 30 mA; V_{CE} = 5 V; R_L = 75 Ω, V_o = 300 mV $f_{(p+q-r)}$ = 493,25 MHz (see page 4)	d_{im}	typ.	−60	dB

MECHANICAL DATA Dimensions in mm

SOT-37

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC134)

Voltages

Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO}	max.	15	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	12	V
Emitter-base voltage (open collector)	V_{EBO}	max.	2,0	V

Current

Collector current (d.c.)	I_C	max.	35	mA

Power dissipation

Total power dissipation up to T_{amb} = 60 °C	P_{tot}	max.	180	mW

Temperatures

Storage temperature	T_{stg}	−65 to +150		°C
Junction temperature	T_j	max.	150	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to ambient in free air mounted on a glass-fibre print *) of 40 mm x 25 mm x 1 mm — $R_{th\ j-a}$ = 0,5 °C/mW

*) Requirements for glass-fibre print (dimensions in mm)

CHARACTERISTICS T_j = 25 °C unless otherwise specified

Collector cut-off current I_E = 0; V_{CB} = 5 V	I_{CBO}	<	50	nA
D.C. current gain [1] I_C = 30 mA, V_{CE} = 5 V	h_{FE}	> typ.	25 50	
Transition frequency at f = 500 MHz [1] I_C = 30 mA; V_{CE} = 5 V	f_T	typ.	5	GHz
Collector capacitance at f = 1 MHz I_E = I_e = 0, V_{CB} = 10 V	C_c	typ.	0,7	pF

[1] Measured under pulse conditions.

Emitter capacitance at f = 1 MHz I_C = I_c = 0, V_{EB} = 0,5 V	C_e	typ.	1,8	pF
Feedback capacitance at f = 1 MHz I_C = 2 mA, V_{CE} = 5 V, T_{amb} = 25 °C	C_{re}	typ.	0,8	pF
Noise figure at optimum source impedance I_C = 2 mA, V_{CE} = 5 V, f = 500 MHz T_{amb} = 25 °C	F	typ.	1,9	dB

Max. unilateral power gain (s_{re} assumed to be zero)

$$G_{UM}\ (\text{in dB}) = 10 \log \frac{|s_{fe}|^2}{(1-|s_{ie}|^2)(1-|s_{oe}|^2)}$$

I_C = 30 mA; V_{CE} = 5 V; f = 500 MHz; T_{amb} = 25 °C	G_{UM}	typ.	16,5	dB

Intermodulation distortion at T_{amb} = 25 °C

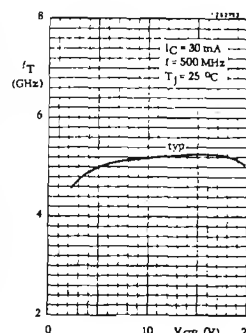
I_C = 30 mA; V_{CE} = 5 V, R_L = 75 Ω, V.S.W.R. < 2

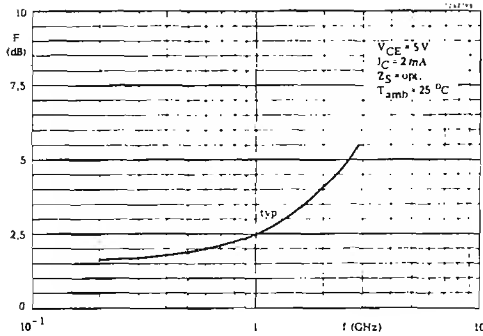
V_p = V_o = 300 mV at f_p = 495,25 MHz
V_q = V_o −6 dB at f_q = 503,25 MHz
V_r = V_o −6 dB at f_r = 505,25 MHz

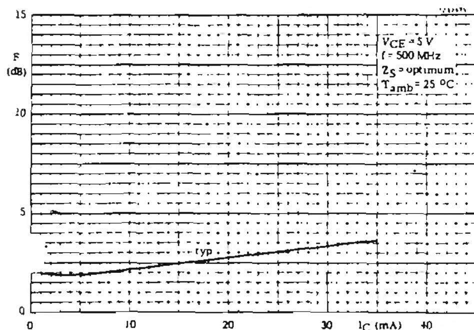
Measured at $f_{(p+q-r)}$ = 493,25 MHz	d_{im}	typ.	−60	dB

Intermodulation test circuit

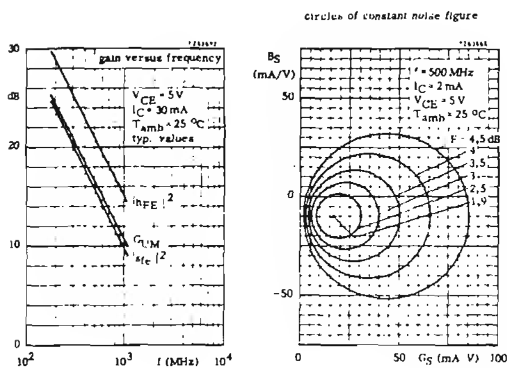
L1 = 4 turns Cu wire (0,35), winding pitch 1 mm; int. diam. 4 mm
L2 and L3 5 µH (code number: 3122 108 20150)



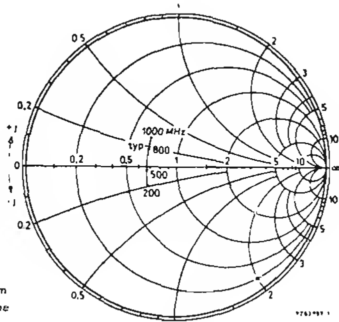




circles of constant noise figure

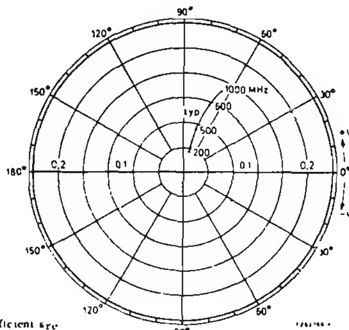


V_{CE} = 5 V
I_C = 30 mA
T_{amb} = 25 °C



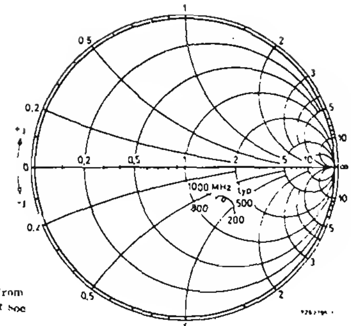
Input impedance derived from input reflection coefficient s_{ie} coordinates in ohm x 50

V_{CE} = 5 V
I_C = 30 mA
T_{amb} = 25 °C



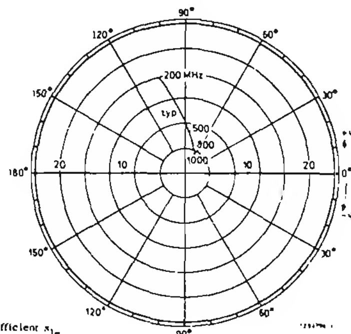
Reverse transmission coefficient s_{re}

V_{CE} = 5 V
I_C = 30 mA
T_{amb} = 25 °C



Output impedance derived from output reflection coefficient s_{oe} coordinates in ohm x 50

V_{CE} = 5 V
I_C = 30 mA
T_{amb} = 25 °C



Forward transmission coefficient s_{fe}

BFR96

SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTOR

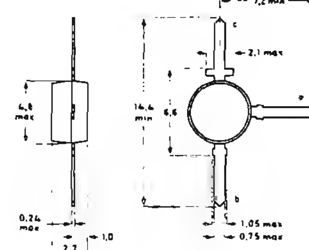
N-P-N transistor in a subminiature plastic transfer-moulded T-package.
It is primarily intended for use in u.h.f. and microwave amplifiers such as in aerial amplifiers, radar systems, oscilloscopes, spectrum analysers, etc.
The transistor features very low intermodulation distortion and high power gain; thanks to its very high transition frequency, it also has excellent wideband properties and low noise up to high frequencies.

QUICK REFERENCE DATA				
Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO}	max.	20	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	15	V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	75	mA
Total power dissipation up to T_{amb} = 60 °C	P_{tot}	max.	500	mW
Junction temperature	T_j	max.	175	°C
Transition frequency at f = 500 MHz				
I_C = 50 mA, V_{CE} = 10 V	f_T	typ.	5	GHz
Feedback capacitance at f = 1 MHz				
I_C = 10 mA; V_{CE} = 10 V, T_{amb} = 25 °C	C_{re}	<	1,4	pF
Noise figure at optimum source impedance				
I_C = 50 mA, V_{CE} = 10 V, f = 500 MHz; T_{amb} = 25 °C	F	typ.	3,3	dB
Max. unilateral power gain (see page 3)				
I_C = 50 mA, V_{CE} = 10 V, f = 500 MHz, T_{amb} = 25 °C	G_{UM}	typ.	16	dB
Intermodulation distortion at T_{amb} = 25 °C				
I_C = 50 mA, V_{CE} = 10 V, R_L = 75 Ω, V_o = 500 mV				
$f_{(p+q-r)}$ = 493,25 MHz (see page 4)	d_{im}	typ.	-60	dB

MECHANICAL DATA

SOT-37

Dimensions in mm



RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages

Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO}	max.	20	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	15	V
Emitter-base voltage (open collector)	V_{EBO}	max.	3,0	V

Currents

Collector current (d.c.)	I_C	max.	75	mA
Collector current (peak value); f > 1 MHz	I_{CM}	max.	150	mA

Power dissipation

Total power dissipation up to T_{amb} = 60 °C mounted on a fibre-glass print of 40 mm x 35 mm x 1,5 mm	P_{tot}	max.	500	mW

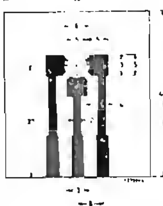
Temperatures

Storage temperature	T_{stg}	−65 to +175		°C
Junction temperature	T_j	max.	175	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to ambient in free air mounted on a fibre-glass print of 40 mm x 35 mm x 1,5 mm	$R_{th\ j-a}$	=	0,23	°C/mW

Requirements for fibre-glass print Dimensions in mm



Single-sided 35 μm Cu-clad epoxy fibre-glass print, thickness 1,5 mm
Tracks are fully tin-lead plated.

CHARACTERISTICS T_j = 25 °C unless otherwise specified

Collector cut-off current				
I_E = 0, V_{CB} = 10 V	I_{CBO}	<	100	nA
D.C. current gain [1]				
I_C = 50 mA, V_{CE} = 10 V	h_{FE}	>	25	
		typ.	50	
I_C = 75 mA, V_{CE} = 10 V	h_{FE}	>	25	
		typ.	52	
Transition frequency at f = 500 MHz [1]				
I_C = 50 mA, V_{CE} = 10 V	f_T	>	4,0	GHz
		typ.	5,0	GHz
I_C = 75 mA, V_{CE} = 10 V	f_T	>	4,4	GHz
		typ.	5,5	GHz
Collector capacitance at f = 1 MHz				
I_E = I_e = 0, V_{CB} = 10 V	C_c	typ.	1,3	pF
Emitter capacitance at f = 1 MHz				
I_C = I_c = 0; V_{EB} = 0,5 V	C_e	typ.	5,0	pF
Feedback capacitance at f = 1 MHz				
I_C = 10 mA, V_{CE} = 10 V, T_{amb} = 25 °C	C_{re}	typ.	1,0	pF
		<	1,4	pF
Noise figure at optimum source impedance				
I_C = 50 mA; V_{CE} = 10 V; f = 500 MHz; T_{amb} = 25 °C	F	typ.	3,3	dB
I_C = 50 mA; V_{CE} = 10 V, f = 800 MHz, T_{amb} = 25 °C	F	typ.	3,8	dB

Max. unilateral power gain (s_{re} assumed to be zero)

$$G_{UM}\ (\text{in dB}) = 10 \log \frac{|s_{fe}|^2}{(1-|s_{ie}|^2)(1-|s_{oe}|^2)}$$

I_C = 50 mA, V_{CE} = 10 V, f = 500 MHz, T_{amb} = 25 °C	G_{UM}	typ.	16	dB

CHARACTERISTICS (continued)

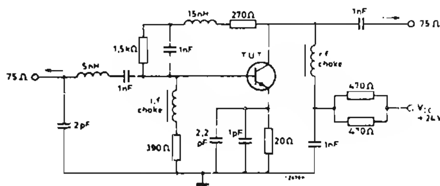
Intermodulation distortion at T_{amb} = 25 °C

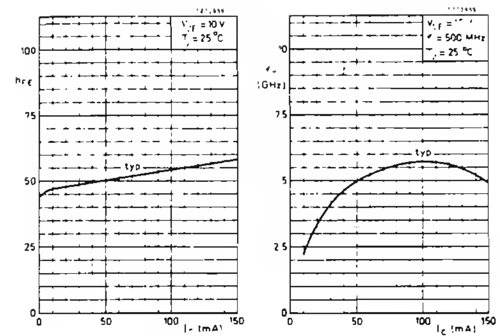
I_C = 50 mA, V_{CE} = 10 V, R_L = 75 Ω

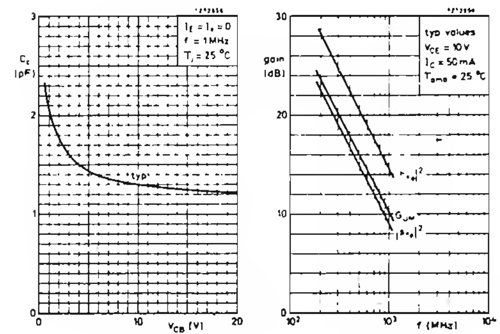
V_p = V_o = 500 mV at f_p = 495,25 MHz
V_q = V_o − 6 dB at f_q = 503,25 MHz
V_r = V_o − 6 dB at f_r = 505,25 MHz

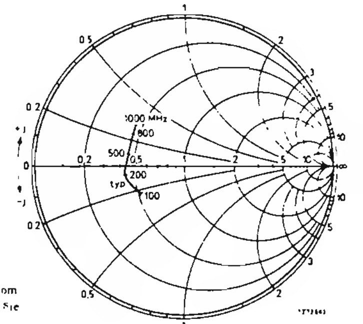
Measured at $f_{(p+q-r)}$ = 493,25 MHz	d_{im}	typ.	−60	dB

Intermodulation test circuit

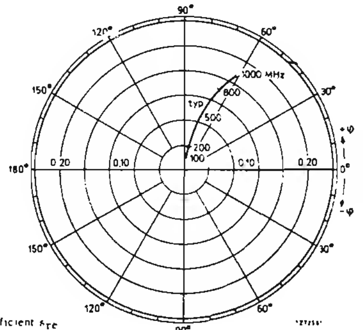




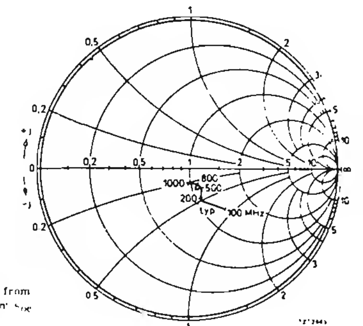




Input impedance derived from input reflection coefficient s_{ie} co-ordinates in ohm x 50

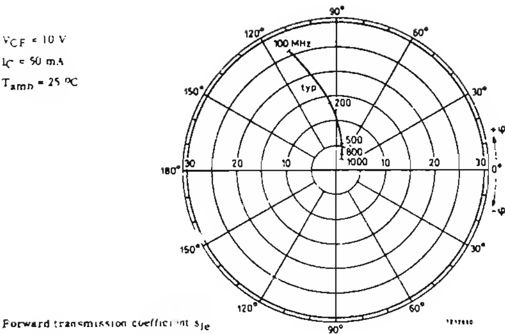


Reverse transmission coefficient s_{re}

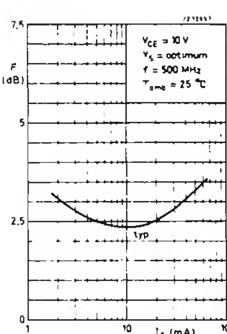


Output impedance derived from output reflection coefficient s_{oe} co-ordinates in ohm x 50

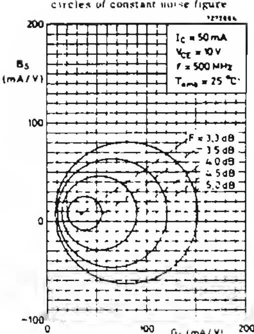
[1] Measured under pulse conditions



Forward transmission coefficient s_{fe}



circles of constant noise figure



Amplificatori VHF/UHF ibridi a larga banda per sistemi di amplificazione d'antenna singoli e centralizzati e per strumentazione

Vengono illustrati tutti gli amplificatori VHF - UHF ibridi a larga banda (40 ÷ 860 MHz) che attualmente la Philips-Elcoma presenta sul mercato. Di questi si danno informazioni essenziali per il loro corretto impiego.

1. - GENERALITA'

Di questi amplificatori VHF - UHF ibridi a larga banda ci siamo già occupati in passato; in questo articolo è nostro intento darne una panoramica completa e aggiornata.

La tecnologia impiegata è quella a *film sottile* (fig. 1). La banda passante amplificata va da 40 a 860 MHz, tale pertanto da coprire la I, II e III banda VHF e la IV e V UHF - TV. La varietà degli amplificatori prodotti è tale da offrire all'utilizzatore una considerevole scelta sia per ciò che riguarda il *guadagno* che la *tensione d'uscita*. Infatti, quelli a *due* stadi danno un guadagno di 15 dB, quelli a *tre* stadi 27 dB: con l'eventuale collegamento *in cascata* si può arrivare fino a 50 dB. Per ciò che riguarda la *tensione d'uscita*, quelli a *due* stadi danno 92 dBμV (dBμV numero di dB rispetto ad 1 μV), quelli a *tre* stadi 113 dBμV: in entrambi i casi misurati con — 60 dB di intermodulazione.

Questi amplificatori ibridi a larga banda trovano la loro applicazione appropriata negli impianti di antenna singoli o centralizzati, negli amplificatori di tratta, in sistemi MATV, nella strumentazione professionale, ecc.

La grande richiesta e la fortuna commerciale di questi componenti è dovuta alla loro compattezza, alle ridotte dimensioni ma principalmente al fatto che

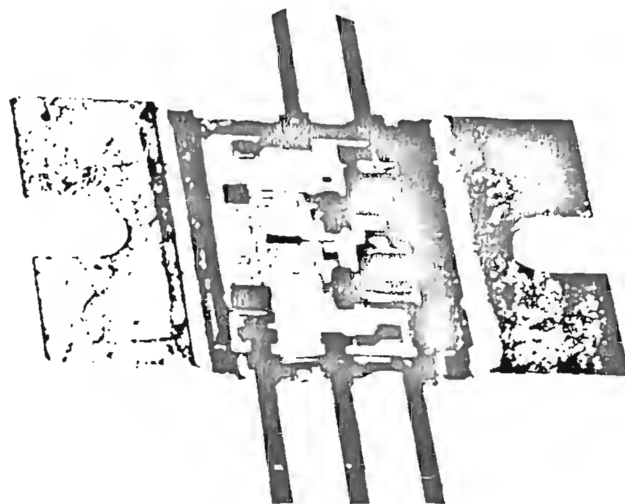


Fig. 1 - Gli amplificatori ibridi a larga banda sono realizzati in tecnologia "film sottile". Interno del tipo OM 322.

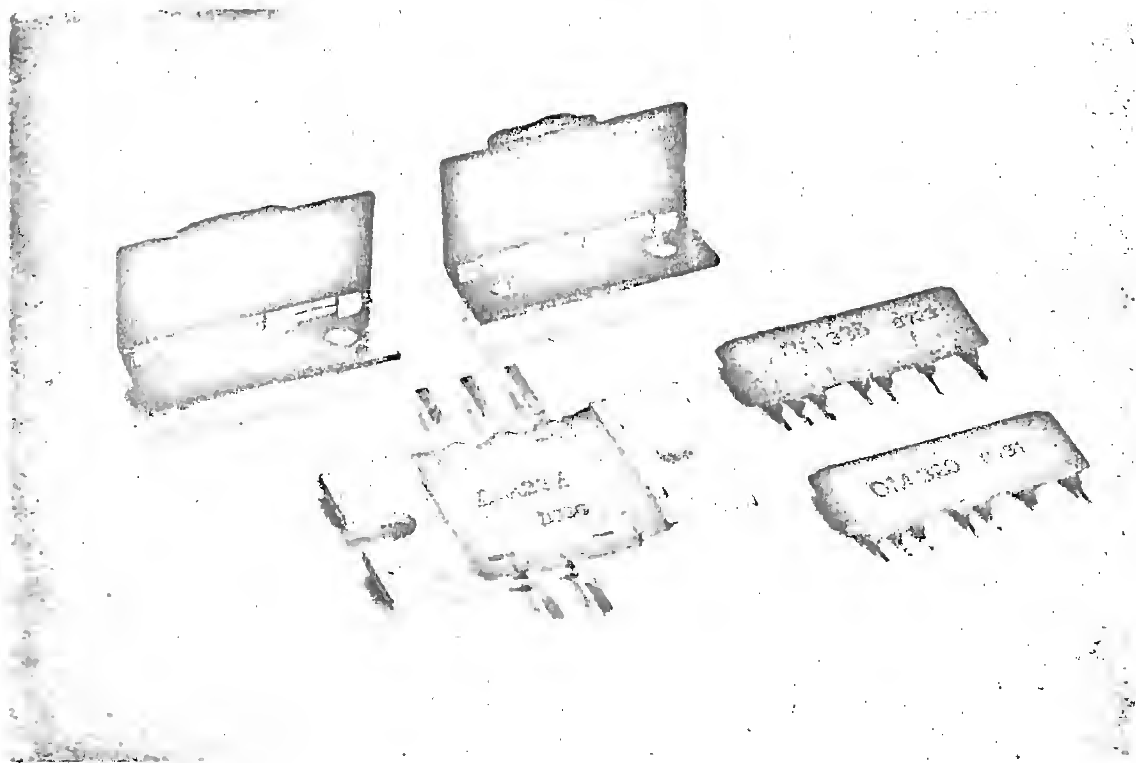


Fig. 2 - La gamma degli amplificatori ibridi a larga banda permette un'ampia scelta di valori di guadagno e di tensioni d'uscita.

l'utilizzatore trova già fatto e collaudato un sistema di amplificazione che può servigli come "unità - base" per sistemi di amplificazione più complessi e sofisticati.

Nella tabella 2 presentiamo la gamma completa di questi componenti unitamente alle caratteristiche essenziali. In fig. 2 si può vedere una fotografia dei tipi più comunemente impiegati.

2. - Caratteristiche elettriche

La caratteristica più saliente di questi amplificatori larga banda è la loro curva di risposta pressocchè piatta entro tutta la gamma delle frequenze amplificate

Infatti, ad eccezione dell'*OM 335* la cui curva varia di ± 1,6 dB, in tutti gli altri, tale variazione è contenuta entro ± 1 dB; anzi, nell'*OM 322* si arriva a soli ± 0,3 dB

L'impedenza d'ingresso e d'uscita di questi amplificatori ha il valore standard di 75 Ω. Il "rapporto tensione onda stazionaria" all'ingresso (VSWR) va, per tutti i tipi, da 1,4 a 2,5 mentre all'uscita va da 1,7 a 3,2.

La stabilità di funzionamento di questi amplificatori è assicurata in qualsiasi condizione di disadattamento sia all'ingresso sia all'uscita.

In fig. 4 sono riportati gli schemi elettrici degli amplificatori ibridi a larga banda descritti.

Tabella 1 - TABELLA DI CONVERSIONE PER SEGNALI SU IMPEDENZE DI 75 Ω

dBμV	mV	dBm	dBμV	mV	dBm
90	31,6	—18,75	110	361,2	1,25
92	39,8	—16,75	112	398,1	3,25
94	50,1	—14,75	114	501,2	5,25
96	63,1	—12,75	116	631,0	7,25
98	79,4	—10,75	118	794,3	9,25
100	100,0	—8,75	120	1000	11,25
102	125,9	—6,75	122	1259	13,25
104	158,5	—4,75	124	1585	15,25
106	199,5	—2,75	126	1995	17,25
108	251,2	—0,75	128	2512	19,25

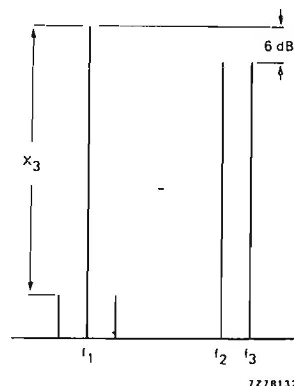


Fig. 3 - Distorsione per intermodulazione (X3) misurata secondo le norme DIN 45004, con il sistema delle 3 frequenze

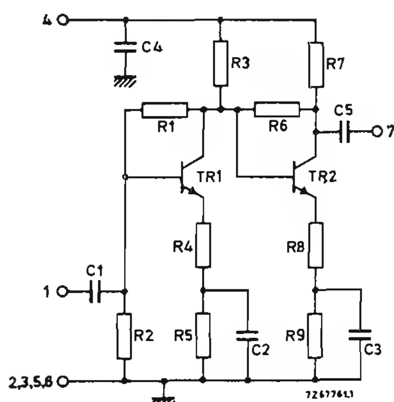
Fig. 4 - Schemi elettrici degli amplificatori ibridi a larga banda.

DUE STADI

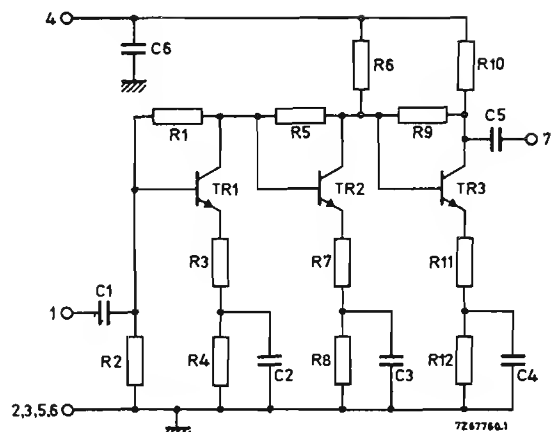
(a) = OM 320, OM 321;
(b) = OM 322;
(c) = OM 323

TRE STADI

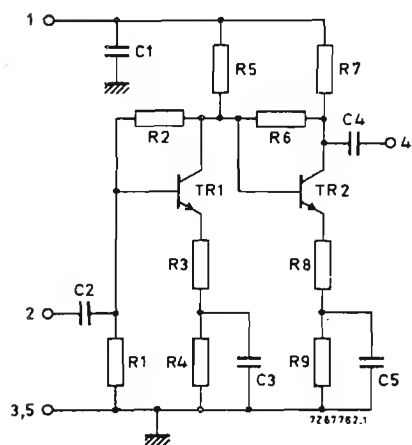
(d) = OM 335;
(e) = OM 336;
(f) = OM 337



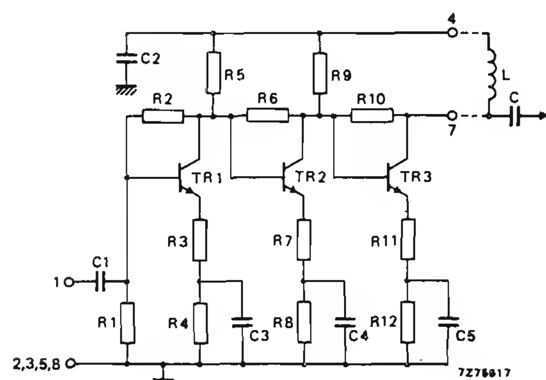
(a)



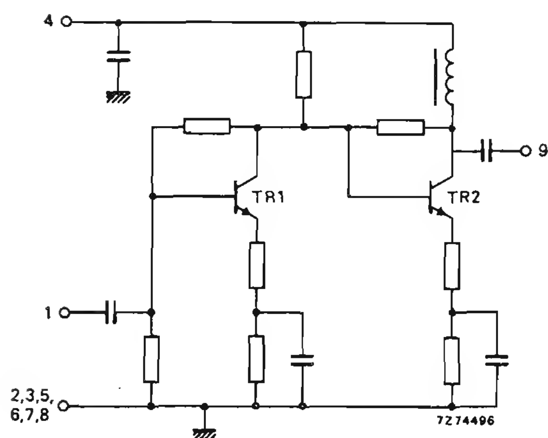
(d)



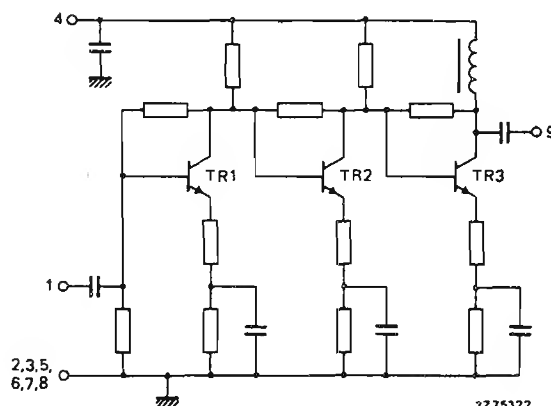
(b)



(e)



(c)



(f)

2.1 - Distorsione d'intermodulazione

Il fenomeno dell'intermodulazione si manifesta in TV sotto forma di una debole immagine di un altro canale che compare *sotto* l'immagine del canale desiderato.

L'intermodulazione trae origine dai *prodotti di terzo ordine* (di due o più portanti interferenti) la cui frequenza viene a cadere *entro* la banda passante di uno qualunque dei canali ricevibili dal televisore.

In Europa, il segnale interferente deve trovarsi a — 60 dB rispetto a quello desiderato (segnale d'uscita). Misura questa effettuata con il sistema delle tre frequenze (DIN 45004) come indicato in fig. 3.

E' noto che negli amplificatori a larga banda, la distorsione d'intermodulazione è funzione della tensione d'uscita per cui ad un aumento di 1 dB della tensione d'uscita farà riscontro un aumento di 2 dB di distorsione d'intermodulazione. Un aumento della tensione d'uscita produce inoltre fenomeni di *saturazione* e di conseguenza, una corrispondente *compressione* del guadagno. Così, per esempio, l'OM 337, con una tensione d'uscita di 112 dBμV con —60 dB d'intermodulazione, raggiunge 1 dB di compressione del guadagno ad una tensione d'uscita di 126 dBμV.

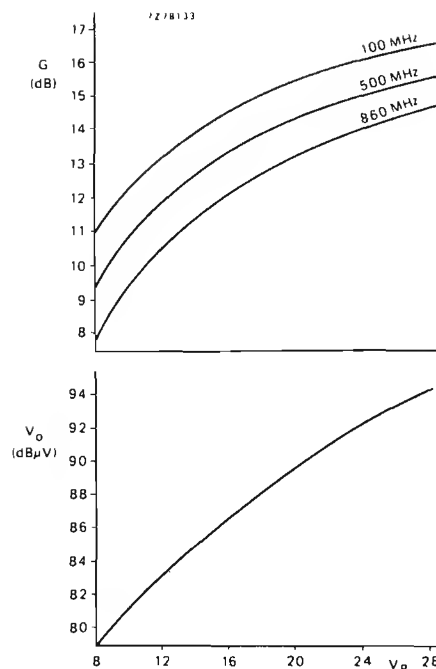


Fig. 5 - Andamento del guadagno (G in dB) e della tensione d'uscita (V_o in dBμV) in funzione della tensione di alimentazione nel modulo OM 320.

2.2 - Tensione d'uscita

Un televisore di classe richiede ai morsetti d'antenna un segnale pari a circa 10μV. Valore quest'ultimo che può arrivare a 30μV in un televisore economico bianco - nero. Gli amplificatori OM qui descritti sono in grado di soddisfare queste esigenze, in quanto con essi è possibile realizzare sistemi di amplificazione di segnali d'antenna (compresi i sistemi MATV e gli amplificatori di tratta), capaci di far apparire ai capi del cavo coassiale il livello di segnale richiesto.

Abbiamo visto che il segnale d'uscita di questi amplificatori è dato in dBμV, vale a dire *numero di dB* rispetto ad 1μV.

Per rendere più spedito il calcolo anche con riferimento agli strumenti di misura normalmente impiegati abbiamo riportato una *tabella di conversione* dBμV / mV / dBm.

Le tensioni in gioco si riferiscono *sempre* ad un valore di impedenza di 75 Ω, e pertanto, per il calcolo dei dB si ricorrerà alla nota formula

$$dB = 20 \log V_{uscita}/V_{ingresso}$$

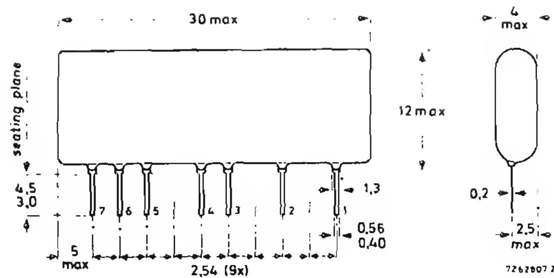
e così via.

Come tensione di riferimento d'ingresso ($V_{ingresso}$) si è preso il valore di 1μV su 75 Ω; di conseguenza, come già detto, il livello della tensione di uscita (V_{uscita}) o il guadagno risulteranno espressi in dBμV. Quest'ultima definizione non varia l'unità fondamentale (dB), e pertanto potranno sommarsi o sottrarsi dB e dBμV senza alcuna difficoltà.

Tabella 2 - AMPLIFICATORI IBRIDI A LARGA BANDA (40 MHz ÷ 860 MHz)

	tipo	stadi	guadagno (dB)	min. $V_{o(eff)}$ —60 dB IMD (nota 1)	(dBμV) 1 dB compress. (nota 2)	cifra rumore (dB)	VSWR ingresso/uscita (nota 3)		I_B con V_B = 24 V (mA)
bassa	**OM 320**	2	15,5	92	111	5,5	2,2	2,5	23
uscita	**OM 321**	2	15,5	98	113	6,0	2,5	2,0	33
	OM 335	3	27	98	115	5,5	1,9	3,2	35
media	**OM 322**	2	15	103	119	7,0	1,7	1,7	60
uscita	**OM 336**	3	22	105	122	7,0	1,4	1,6	65
uscita	**OM 323**	2	15	113	127	9,0	1,9	2,3	100
elevata	**OM 337**	3	26	112	126	9,8	2,3	1,8	115

Note· 1. Misurata ad una distorsione d'intermodulazione pari a —60 dB (DIN 45004)
2. Misurata in condizioni di saturazione con compressione di 1 dB del guadagno
3. Valori tipici massimi



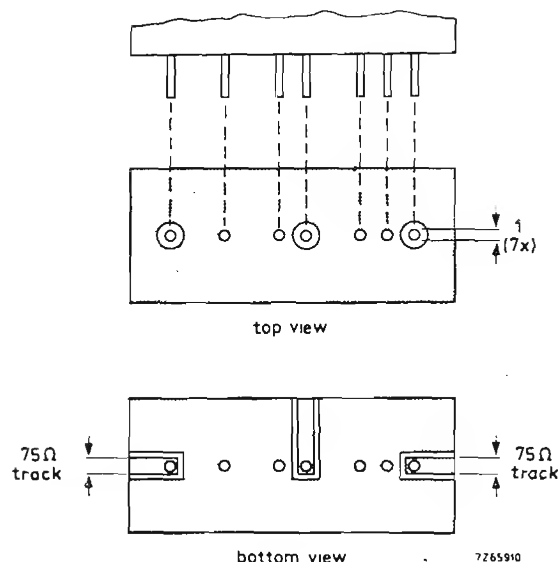
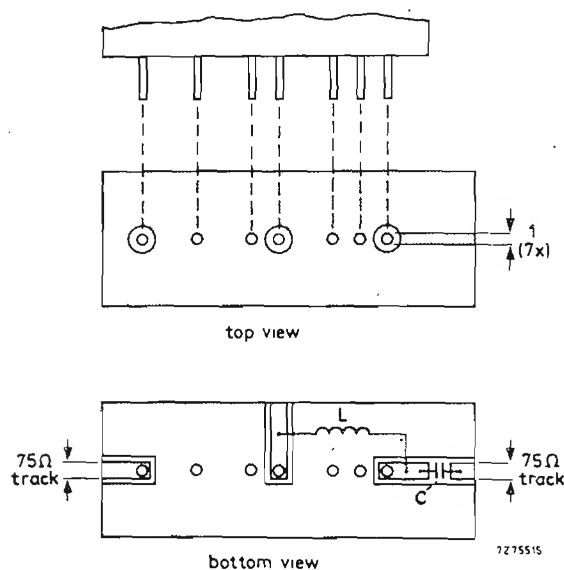
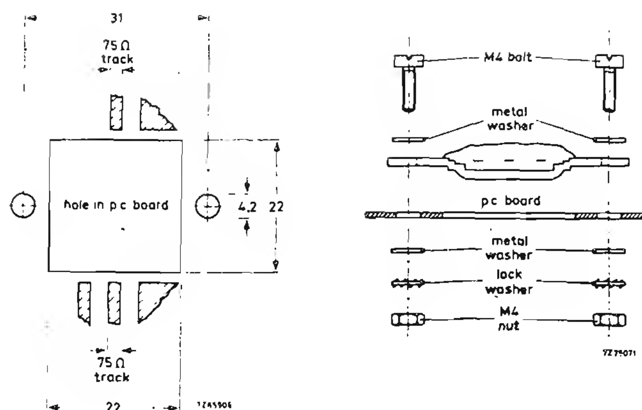


Fig. 6 (a): - Dimensioni d'ingombro in mm dei moduli OM 320, OM 321, OM 335;

(b): - Particolare del montaggio su circuito stampato (possibilmente a doppio rivestimento in rame per collegamento a piste (track) con impedenza di 75Ω)

1 = ingresso, 2, 3, 5, 6 = comune 4 =alimentazione (+); 7 = uscita.





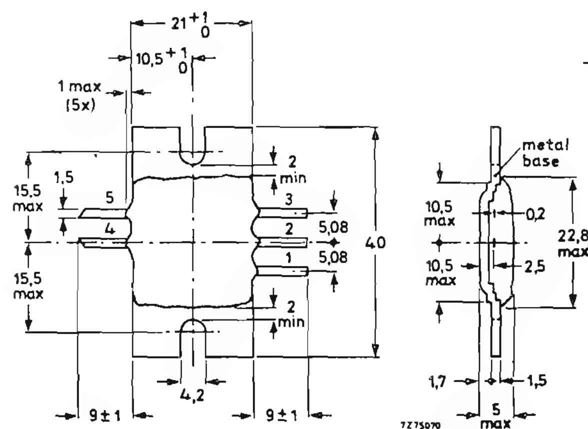


Fig. 7(a): - Dimensioni d'ingombro del modulo OM 322 (per montaggi "strip-line");

(b): - Particolare del montaggio su circuito stampato (possibilmente a doppio rivestimento in rame per collegamento a piste (track) con impedenza di 75Ω)

1 = alimentazione (+); 2 = ingresso; 3,5 = comune (collegato all'interno alla base metallica); 4 = uscita.

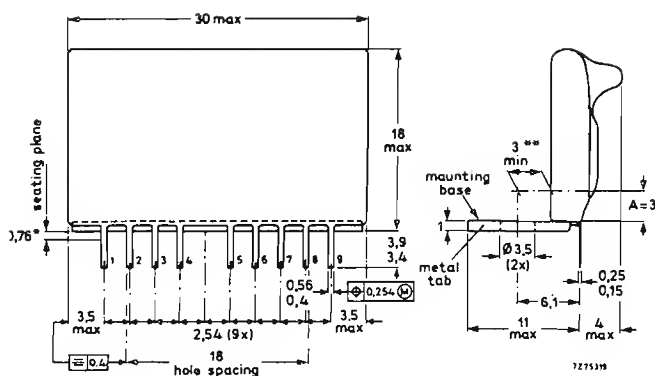
30 max
19 max
4 max
seating plane
4,5
3,0
1,3
0,2
0,56
0,40
2,5 max
5 max
2,54 (9x)
(a)

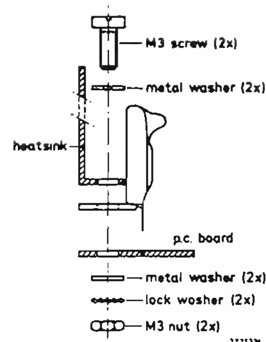
Fig. 8 (a): - Dimensioni d'ingombro in un modulo OM 336.

(b): - Particolare del montaggo su circuito stampato (possibilmente a doppio rivestimento in rame per collegamento a piste (track) con impedenza di 75Ω).

L > 5 μH 27 spire filo rame smaltato da 0,3 mm. avvolte su nucleo di ferrite con diametro di 1,6 mm.
C > 220 pF condensatore ceramico

1 = ingresso; 2, 3, 5, 6 = comune; 4 = alimentazione (+) 7 = uscita.





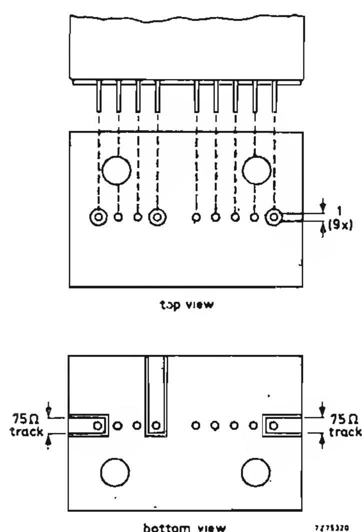


Fig. 9 (a): - Dimensioni d'ingombro in mm dei moduli OM 323 e OM 337.

(b): - Particolare del montaggio (a sinistra) su circuito stampato (possibilmente a doppio rivestimento in rame per collegamento a piste (track) con impedenza di 75 Ω).
E' indicato anche un esempio di montaggio di un dissipatore di calore (heatsink).

1 = ingresso; 2, 3, 5, 6, 7, 8 = comune, collegato alle staffe di metallo (metal tab); 4 = alimentazione (+); 9 = uscita.

2.3 - Guadagno

La *tensione d'uscita* è un parametro importante di questi amplificatori ma non lo è meno *il guadagno;* di questo occorrerà tener conto quando un dato livello del segnale d'ingresso dovrà assumere all'uscita dell'amplificatore un valore ben determinato. La tabella 3 riporta i guadagni di segnale, caratteristici dei vari amplificatori a larga banda.

Se, in determinati casi, il guadagno offerto da un singolo amplificatore non è sufficiente, nulla vieta di collegarne *due in cascata* onde ottenere il livello di tensione d'uscita desiderato.

Così, per esempio, collegando in cascata un *OM 320* con un *OM 336* si potrà ottenere un guadagno di 377dB con un'uscita minima pari a 105 dBμV; allo stesso modo, un *OM 321* più un *OM 337* darà un guadagno di 41 dB mentre un *OM 335* più un *OM* 337 darà un guadagno complessivo di 52 dB con un'uscita minima di 112 dBμV.

2.4 - Funzionamento a tensione di alimentazione ridotta

L'immediata conseguenza di un funzionamento di questi amplificatori ad una tensione di alimentazione ridotta è ovviamente, la riduzione contemporanea del guadagno e della tensione d'uscita. Ciò che invece rimangono invariati, in queste condizioni, è la curva di risposta che rimane sostanzialmente piatta, e il livello del rumore.

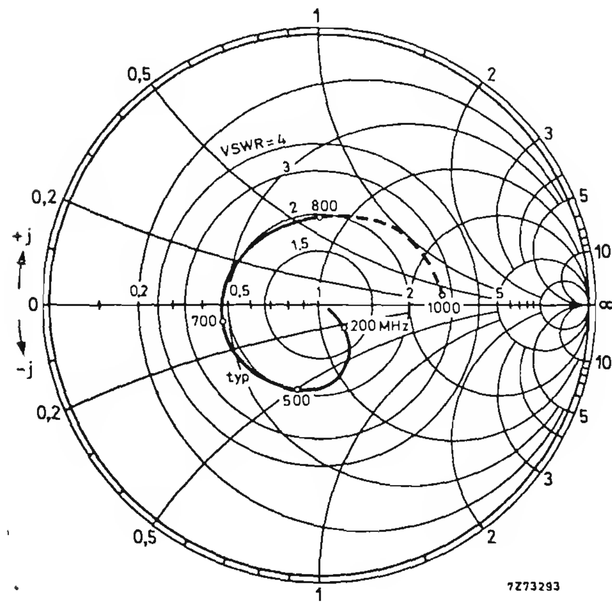
Per esempio, l'*OM 320* che di regola vuole 24 V, se venisse a lavorare con 12 V, ridurrebbe il suo guadagno da 15,5 dB a 12 dB; dal canto suo, la tensione d'uscita scenderebbe da 92 dBμV a 85 dBμV. Ancora, se l'*OM 335*, che ha un guadagno di 27 dB a 24 V, venisse alimentato con 12 V, avrebbe un guadagno di soli 23 dB, e corrispondentemente, la tensione del segnale d'uscita scenderebbe da 98 dBμV, a 92 dBμV. In fig. 5 si può vedere come variano rispettivamente il guadagno e la tensione d'uscita nei moduli a due stadi (OM 320 - 321 - 322 - 323) in funzione della variazione della tensione di alimentazione.

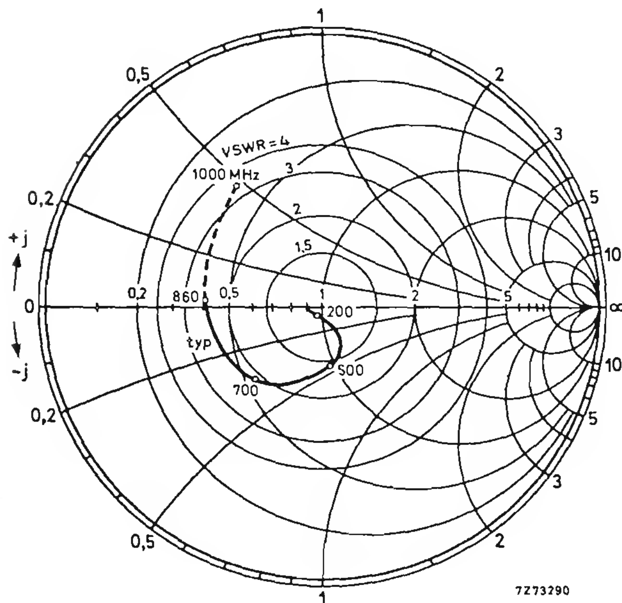
Tabella 3 - GUADAGNO DEGLI AMPLIFICATORI OLTRE I LIMITI DELLA BANDA NOMINALE

frequenza (MHz)	guadagno (dB)	frequenza (MHz)	guadagno (dB)
50	26,3	0,8	25,6
40	26,2	1,0	27,5
30	26,0	1,2	20,5
20	25,2	1,3	16,3
10	22,5	1,4	13,2

Fig. 10 Impedenza d'ingresso derivata dal coefficiente di riflessione d'ingresso (s_i)

(a) = OM 320; (b) = OM 321; (c) = OM 322; (d) = OM 335.





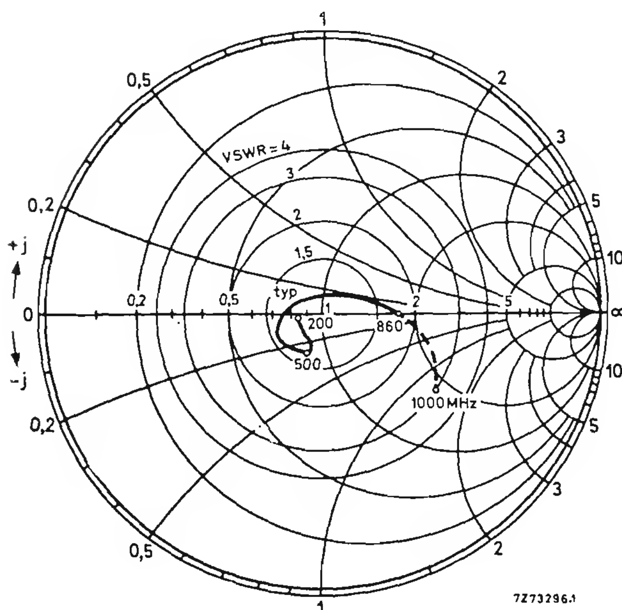
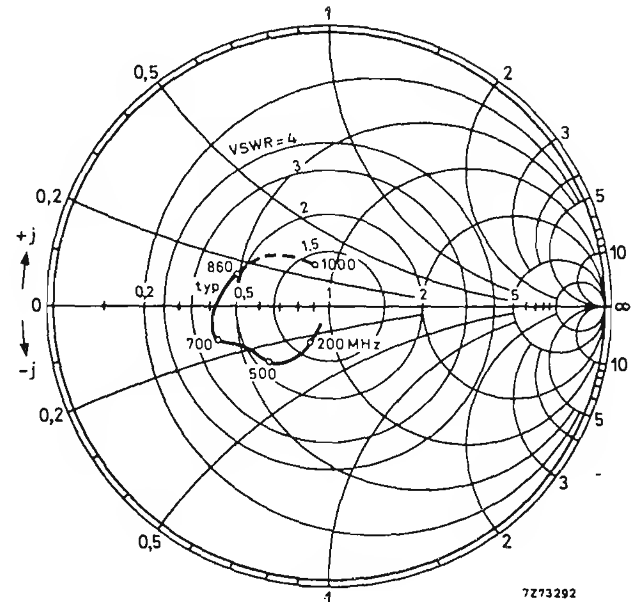
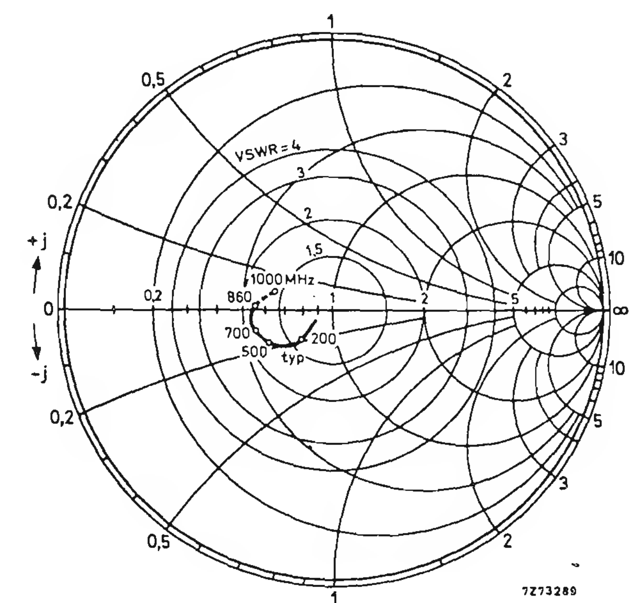
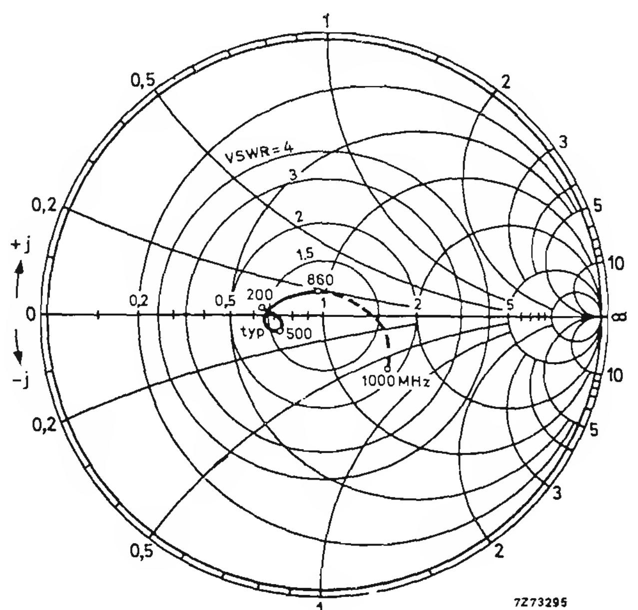


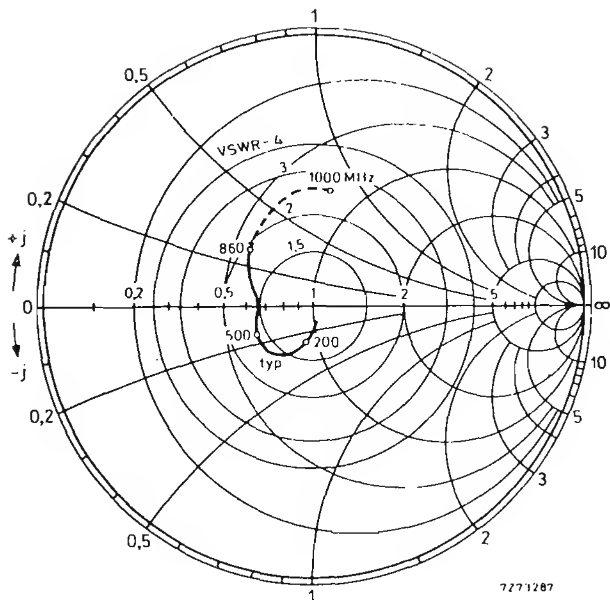
Fig. 11 - Impedenza d'uscita derivata dal coefficiente di riflessione d'uscita (s_o)

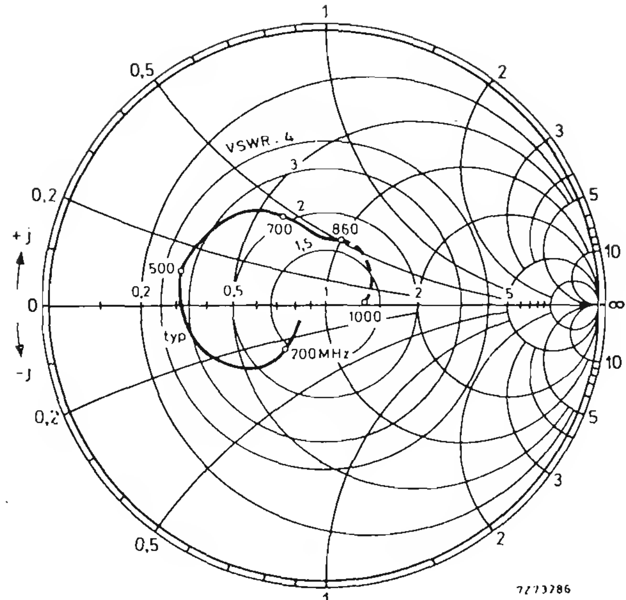
OM 320; OM 321; OM 322; OM 335.
Coordinate in ohm × 75











2.5 - Guadagno fuori della banda nominale

Potrà essere interessante sapere che questi moduli danno ancora un guadagno apprezzabile anche oltre il *limite inferiore* e *superiore* della banda per cui sono stati progettati che si estende, come sappiamo, da 40 a 860 MHz. Così per esempio, *l'OM 335*, avrà ancora un discreto guadagno sia fino a *10 MHz* che fino *1,4 GHz*, come indica la tabella 3.

3. - Caratteristiche meccaniche

Tutti gli amplificatori a larga banda descritti si presentano in un contenitore piatto con terminali (7 o 9) disposti su un solo lato. (Contenitore SIL = Single *In Line*); fa eccezione l'OM 322 realizzato per essere impiegato in circuiti *strip-line*. Tutti sono incapsulati in una resina a base di fenolformaldeide che consente di ottenere un'eccellente stabilità meccanica e di lavorare egregiamente anche in severe condizioni climatiche.

I tipi *OM* 320, *OM* 321, *OM* 322, *OM* 335 e *OM* 336 sono adatti ad essere montati su circuito stampato. I tipi *OM* 323 e *OM* 337 sono muniti di una piccola aletta metallica che può essere usata per il montaggio sia su una piastra metallica sia sul rame di un circuito stampato. Nelle figure 6, 7, 8 e 9 sono riportate le dimensioni d'ingombro nonchè i sistemi di montaggio dei vari tipi di moduli.

4 - Vantaggi

Sono quelli caratteristici offerti dalle tecnologie d'integrazione anche se nel nostro caso si tratta di *circuiti integrati ibridi*. Tali vantaggi, oltre a quelli elettrici a cui già abbiamo più sopra accennato sono:

— dimensioni ridotte
— grande sicurezza di funzionamento
— compattezza meccanica
— possibilità di funzionamento in condizioni climatiche estremamente critiche.

Progetto completo di 10 amplificatori d'antenna lavoranti nelle bande I/III-VHF e IV/V-UHF

Vengono descritti 10 progetti completi di amplificatori di antenna funzionanti nelle bande I-III (VHF) e IV-V (UHF). Il lavoro è corredato di tutte le curve e di tutte le misure necessarie all'attuazione pratica di ciascun amplificatore.

L'attuale interesse dei tecnici che lavorano nel campo dei convertitori / amplificatori d'antenna, in nuovi progetti e nuove idee in questo campo, è fuori discussione. Infatti, data la possibilità di poter ricevere oltre il primo e il secondo programma RAI, anche due emittenti svizzere (una in lingua italiana e l'altra in lingua tedesca), Capodistria, Montecarlo e la Francia, e dato il desiderio di gran parte del pubblico di *sentire* e *vedere* queste voci e immagini « diverse », abbiamo assistito in questi ultimi anni forse all'unico « boom » in questo particolare settore dell'industria elettronica.

E' per questo motivo che abbiamo creduto opportuno « rispolverare » questa serie di progetti di amplificatori di antenna presentati qualche anno fa. A quell'epoca imperava esclusivamente il monopolio della RAI, e di conseguenza, questi progetti ebbero scarso seguito.

Oggi le cose sono cambiate, e questo lavoro di *J. Tuil* del Laboratorio di Applicazione Semiconduttori Philips di Nimega ha acquistato un'attualità altrimenti insperata. Allora, i transistori impiegati in questi progetti venivano distribuiti in campionature ridotte. Oggi, questi transistori sono di *normale produzione*, e bisognerebbe averne tanti e tanti per soddisfare le esigenze di questo settore.

Questi transistori sono stati studiati in modo da risolvere brillantemente anche a potenze di uscita relativamente elevate lo spinoso problema dei fenomeni di intermodulazione. Con questi transistori è ora possibile realizzare amplificatori di *canale*, di *banda* e a *larga banda* (40 ÷ 860 MHz) con caratteristiche di intermodulazione veramente eccellenti.

In questo articolo descriveremo il progetto, le caratteristiche e le misure riguardanti 10 amplificatori di antenna. Cinque sono amplificatori di canale, tre sono amplificatori di banda e due sono amplificatori a larga banda.

Gli amplificatori di canale funzionano solo per il canale per il quale sono stati progettati: non è pertanto prevista la possibilità di accordo su un altro canale. Le loro caratteristiche sono riportate nella tabella I. La potenza di uscita di 150 mW è da impiegare solo in impianti di una certa dimensione. In genere, la potenza richiesta è minore. Per esempio, per

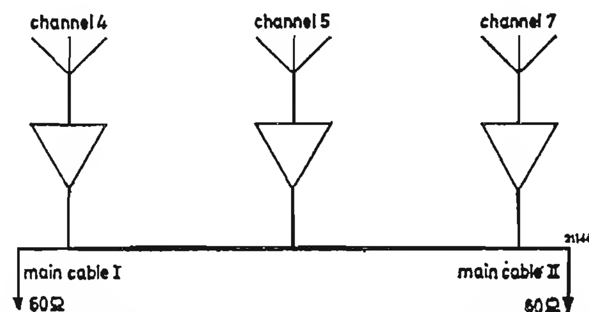


Fig. 1 - Disposizione tipica per alimentare due cavi da 60 Ω in parallelo mediante più di un amplificatore.

il canale 9 diamo due esempi di amplificatori, uno con potenza di uscita di 60 mW e l'altro con 10 mW.

Il rapporto di tensione dell'onda stazionaria (V.S. W.R.) all'ingresso e all'uscita non è superiore a 2 entro la banda delle frequenze ricevute.

Per impedire possibili interferenze con i canali adiacenti si è fatto in modo che i circuiti d'ingresso degli amplificatori di canale e di banda siano molto selettivi.

Gli stadi d'uscita dei principali amplificatori di canale e di banda sono stati progettati per essere collegati con gli stadi finali di altri analoghi amplificatori in modo da « pilotare » l'impedenza di 30 Ω presentata da una coppia di cavi coassiali da 60 Ω (fig. 1). In questo caso, per impedire fenomeni di interferenza, si è provveduto a rendere l'impedenza di uscita di ciascun amplificatore, elevata nei confronti delle frequenze in cui lavorano gli altri amplificatori.

Gli ingressi e le uscite di tutti gli amplificatori possono comunque essere adattati a valori di impedenza diversi da 60 Ω. E' sufficiente in questi casi modificare opportunamente i circuiti d'ingresso e di uscita.

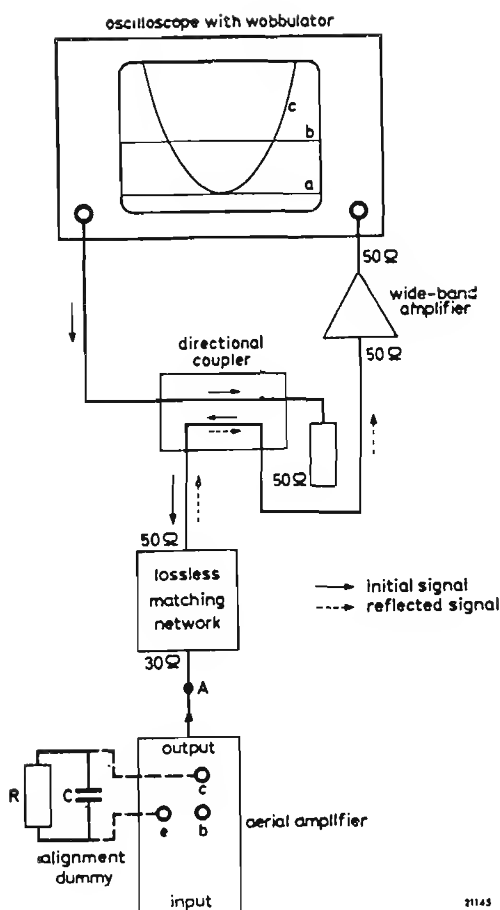


Fig. 2 - Disposizione degli strumenti per la messa a punto degli amplificatori di antenna descritti. Mediante l'oscilloscopio e il vobbulatore è possibile rilevare le curve di risposta e valutare il rapporto dell'onda stazionaria (V.S. W.R.) ai terminali di ingresso e di uscita degli amplificatori. Le linee a e b sullo schermo dell'oscilloscopio sono linee di calibrazione corrispondenti ad un rapporto di onda stazionaria con valore rispettivamente 1 e 2 confrontati con quello misurato indicato dalla linea c. L'amplificatore a larga banda serve ad impedire che l'amplificatore di antenna venga sovraccaricato quando si effettua misura del rapporto delle onde stazionarie al suo ingresso.

I circuiti

In fig. 2 è stata riportata una disposizione tipica per la messa a punto dei *circuiti di uscita* degli amplificatori di canale e di banda. Prima di usarla è necessario calibrarla mediante resistori coassiali rispettivamente da 30 e da 60 Ω collegati al posto dell'amplificatore da allineare (e cioè, nel punto A). Con il resistore da 30 Ω inserito, sullo schermo nell'oscilloscopio apparirà la linea *a* indicante un rapporto di onda stazionaria pari a 1; mentre con la resistenza da 60 Ω inserita, apparirà la riga *b* indicante un rapporto di onda stazionaria uguale a 2.

Per l'allineamento dei circuiti *d'ingresso* degli amplificatori si usa la stessa procedura, con la differenza che in questo caso va impiegata una rete di adattamento diversa — da 50 a 60 Ω — e che nel punto *A* va collegato l'ingresso dell'amplificatore e non l'uscita.

Collegate le differenti reti di adattamento, si otterrà la linea di calibrazione *a* (V.S.W.R. = 1) sostituendo al posto dell'amplificatore di antenna, un resistore coassiale di 60 Ω, e la linea *b* (V.S.W.R. = 2) sostituendo il medesimo con un resistore coassiale di 30 Ω.

Tabella 1 - Caratteristiche principali degli amplificatori descritti

amplificatore	frequenza (MHz)	numero stadi	tensione alimentazione (V)	guadagno (dB)	uscita (mW)	fattore di intermodulazione riferito alla potenza d'uscita (dB)	fattore rumore (dB)
canale 4 (B)	61 -68	2	24	50	150	—30	7
canale 9	202 -209	3	24	44	150	—30	6.3
canale 9	202 -209	3	24	48	60	—30	5.7
canale 9	202 -209	3	24	49	10	—30	5.5
canale 55	742 -750	4	24	30	80	—30	7
banda I	47 -68	2	24	52	10	—60	6 -6.5
banda II	87.5-108	2	24	43	25	—50	6 -6.5
banda III	174 -230	3	24	39	10	—60	6.2-6.7
banda larga	40 -860	2	24	13.5	30*	—60	6.3-10
banda larga	40 -860	4	24	26	70*	—60	6.9-10

* su 50 Ω.

Le curve passa-banda degli amplificatori vengono controllate nella maniera convenzionale mediante un oscilloscopio e un vobbulatore unitamente ad opportune reti di adattamento.

Per ottenere la massima potenza d'uscita al livello di intermodulazione prescritto, è della massima importanza che il transistore finale abbia un'ammettenza di carico corrispondente al più basso valore di intermodulazione.

Per conoscere il valore ottimo dell'ammettenza del carico si procede nella seguente maniera: al posto dei transistori di uscita degli amplificatori di canale o di banda si inserisce un « carico fittizio » costituito da un resistore e da un condensatore posti in parallelo. Questo « fittizio » rappresenterà il *complesso coniugato* del valore ottimo dell'ammettenza di carico. Insieme ai dati tecnici di ciascun amplificatore vengono dati anche i valori, calcolati sperimentalmente, dei resistori e dei condensatori che costituiscono il « carico fittizio ».

Si deve tener presente che la capacità impiegata in questi « fittizi » non dipende soltanto dalla capacità di uscita del transistore, C_{oc}, ma anche dalla capacità distribuita del circuito pratico. Pertanto, non è escluso che per ottenere i risultati voluti ci si debba allontanare dai valori indicati in tabella.

Negli amplificatori di canale e di banda per le bande I, II e III, i transistori BFW 16 A indicati negli schemi possono essere sostituiti con i tipi più economici BFW 17 A; la regolazione della corrente continua che dà la massima uscita con la minima intermodulazione è identica nei due transistori ed è: $I_E = 70$ mA, $V_{CE} = 18$ V. Per assicurare nei due transistori un'adeguata dissipazione di calore, si dovrà inserire tra l'involucro dei medesimi e lo chassis un disco di ossido di berillio.

Amplificatore di antenna per il canale 4 (61 — 68 MHz)

Il circuito elettrico è riportato in fig. 3 e le caratteristiche sono date nelle figg. 4, 5 e 6.

La messa a punto della corrente continua dei vari transistori e i valori dei resistori e dei condensatori per il « fittizio » sono indicati nella tabella II.

Si deve tener presente che quando transistori con *frequenza di transizione* elevata e quali appunto sono i tipi BFY 90 e BFW 16 A, vengono impiegati a frequenze relativamente basse, possono manifestarsi fenomeni di instabilità. Per questo motivo ci si dovrà assicurare che gli emettitori dei due transistori risultino disaccoppiati fino alla frequenza più elevata alla quale potrebbero entrare in oscillazione.

Impiegando il sistema di controllo e di misura riportato in fig. 2, la taratura verrà effettuata in due tempi: per prima cosa si metterà a punto il circuito di uscita allo scopo di assicurarsi che l'ammettenza di carico del transistore finale abbia il suo valore ottimale, e che il rapporto delle onde stazionarie ai terminali di uscita sia o 2 o meno di 2, entro tutta la banda delle frequenze ricevute (da 61 MHz a 68 MHz); successivamente si tareranno i circuiti d'ingresso e i circuiti interstadiali fino ad ottenere la curva passa - banda richiesta ed un rapporto di onde stazionarie ai terminali d'ingresso e di uscita uguale o inferiore a 2.

Successivamente, si toglierà il transistore di uscita dal suo zoccolo e si collegherà tra i normali punti di collegamento del collettore e dell'emettitore il « carico fittizio ». Fatto ciò, si regoleranno C_9 e L_6 e la presa su L_5 fino a che l'oscilloscopio indichi un rapporto di onde stazionarie uguale a 1 alla frequenza *centrale* del canale, e uguale a 2 o meno di 2 alle altre frequenze

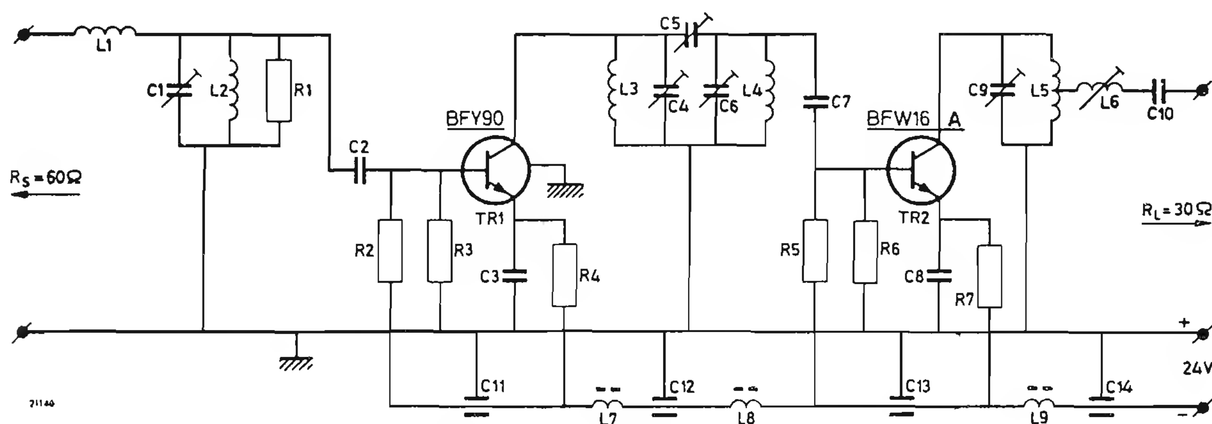


Fig. - 3 Amplificatore per il canale 4 (61 — 68 MHz): P_o = 150 mW.

COMPONENTI

R_1 1.2 kΩ, ¼ W
R_2 2.2 kΩ, ¼ W
R_3 1.5 kΩ, ¼ W
R_4 1 kΩ, ¼ W
R_5 470 Ω, ¼ W
R_6 1.2 kΩ, ¼ W
R_7 82 Ω, ½ W
Tutti resistori al ± 5 %

C_1, C_4 - C_6, C_9 12 pF
C_2, C_{10} 15 pF ceramico, ± 5 %
C_3, C_8 4.7 nF a disco, — 20 / + 50 %
C_7 27 pF ceramico, ± 5 %
C_{11} - C_{14} 4.7 nF passante, — 20 / + 50 %

L_1 450 nH, 13 spire di rame smaltato da 0.5 mm; Ø delle spire = 5 mm, passo 0.5 mm
L_2 400 nH, 12 spire di rame smaltato da 1.0 mm; Ø delle spire = 8 mm, passo 1.5 mm
L_3 300 nH, 10 spire di rame smaltato da 1.0 mm; Ø delle spire = 8 mm, passo 2.0 mm
L_4 165 nH, 6 spire di rame smaltato da 1.0 mm; Ø delle spire = 8 mm, passo 2.0 mm
L_5 275 nH, 10 spire di rame smaltato da 1.0 mm; Ø delle spire 8 mm; passo 2.5 mm; presa alla 4½ spira a partire da massa
L_6 300 nH, 7 spire di rame argentato da 1.3 mm; Ø delle spire = 12 mm; passo 2.0 mm
L_7 - L_9 bobina di arresto

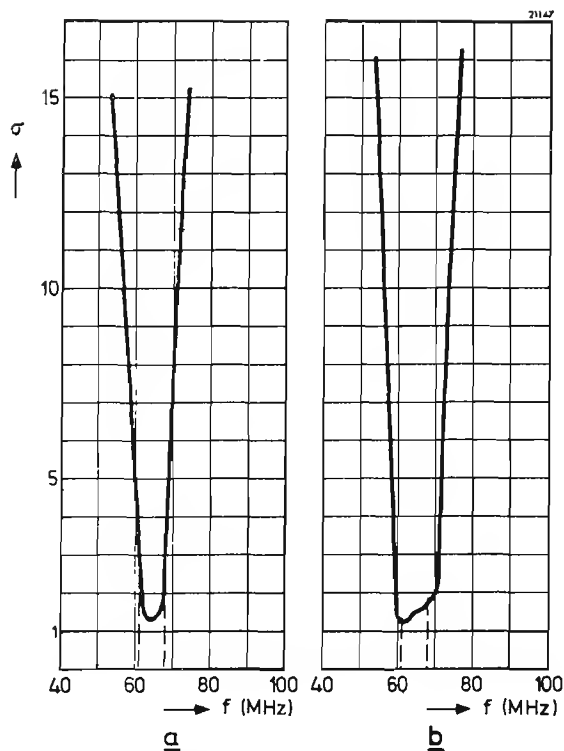


Fig. 4 - Rapporto delle onde stazionarie σ misurato (a) ai terminali d'ingresso e (b) a quelli d'uscita dell'amplificatore di fig. 3.

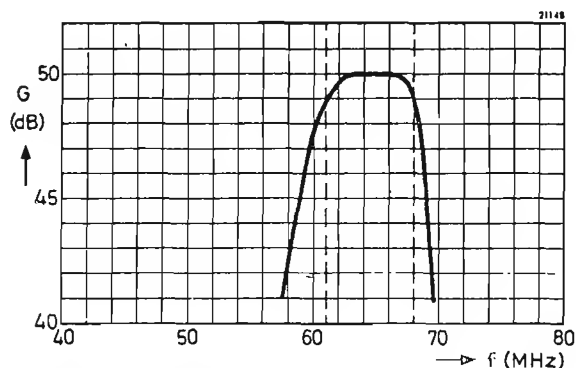


Fig. 5 - Curva passa-banda indicante il guadagno G in funzione della frequenza f.

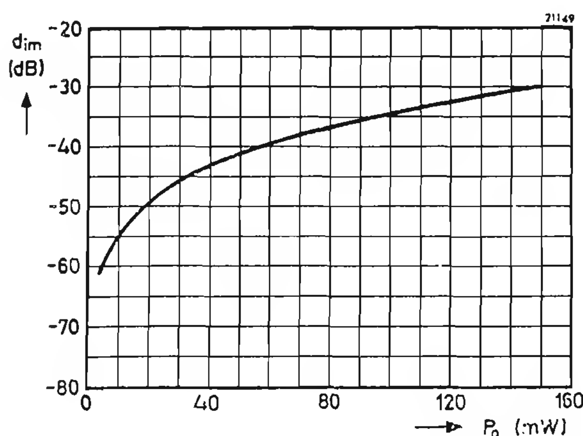


Fig. 6 - Fattore di intermodulazione d_{im} dell'amplificatore in funzione della potenza di uscita P_u.

del canale. Terminate queste regolazioni, si toglierà il « carico fittizio » ed al suo posto si rimetterà il transistore finale, dopodiché il circuito di uscita non avrà più bisogno di altre messe a punto.

L'adattamento del circuito di uscita al « carico fittizio » verrà successivamente controllato ai terminali d'uscita dell'amplificatore. Ciò potrà essere fatto accuratamente solo se nel circuito d'uscita le perdite saranno trascurabili. E' per questo motivo che le bobine del filtro di uscita dovranno essere fatte con filo di rame argentato di considerevole diametro senza ricorrere ai nuclei in ferrite.

I circuiti d'ingresso e interstadiali verranno accordati regolando C_1, C_4 e C_6. La larghezza di banda verrà regolata mediante C_5 controllando sull'oscilloscopio la curva passa - banda.

Il compito del filtro d'ingresso è di assicurare che:

1) TR_1 abbia un'ammettenza della sorgente in grado di dare il più basso livello di rumore;
2) il rapporto delle onde stazionarie sia 2 o meno entro tutto il canale;
3) l'ingresso sia più selettivo possibile.

Sicome è il filtro d'ingresso che fissa l'ammettenza della sorgente di TR1, automaticamente risulterà fissata anche la sua ammettenza di uscita.

Il condensatore C_7 è stato scelto in maniera che il rapporto di onde stazionarie all'uscita sia 2 o meno, entro tutta la larghezza del canale; il suo valore è molto critico. L'accordo di C_4 e C_6 ha scarso effetto sul rapporto di onda stazionaria all'ingresso; lo ha invece sul circuito di uscita per cui, salvo restando la forma della curva passa-banda, esso potrà essere usato per effettuare leggeri ritocchi al circuito di adattamento d'uscita.

Tabella 2 - Condizioni di lavoro e di taratura per l'amplificatore del canale 4

stadio	transistore	regolazione in c.c.		« carico fittizio » per la taratura	
		V_{CE} (V)	I_E (mA)	R (Ω)	C (pF)
primo	BFY90	12	6	—	—
finale	BFW16A	18	70	240	10

Amplificatori per il canale 9 VHF (202 — 209 MHz)

Si descrivono tre amplificatori di antenna funzionanti nel canale 9 VHF. Il canale 9 VHF è compreso fra le frequenze 202-209 MHz. Le potenze di uscita di questi tre amplificatori di antenna sono rispettivamente 150 mW, 60 mW e 10 mW. I circuiti di questi amplificatori sono riportati rispettivamente nelle figure 7, 11 e 15. Le loro caratteristiche sono invece riportate nelle figure dalla 8 alla 10, dalla 12 alla 14, ed infine dalla 16 alla 18. Nella tabella 3 sono indicati i valori dei *punti di lavoro* dei vari transistori e i valori che debbono avere i resistori e i condensatori del « carico fittizio » impiegato per la taratura.

La procedura per l'allineamento di questi amplificatori è identica a quella usata per l'allineamento dell'amplificatore del canale 4 già descritto. Per prima cosa, si tarerà il circuito di uscita impiegando i valori del « carico fittizio » riportati nella tabella. Dopodiché, si rimetterà il transistore finale nel suo zoccoletto e

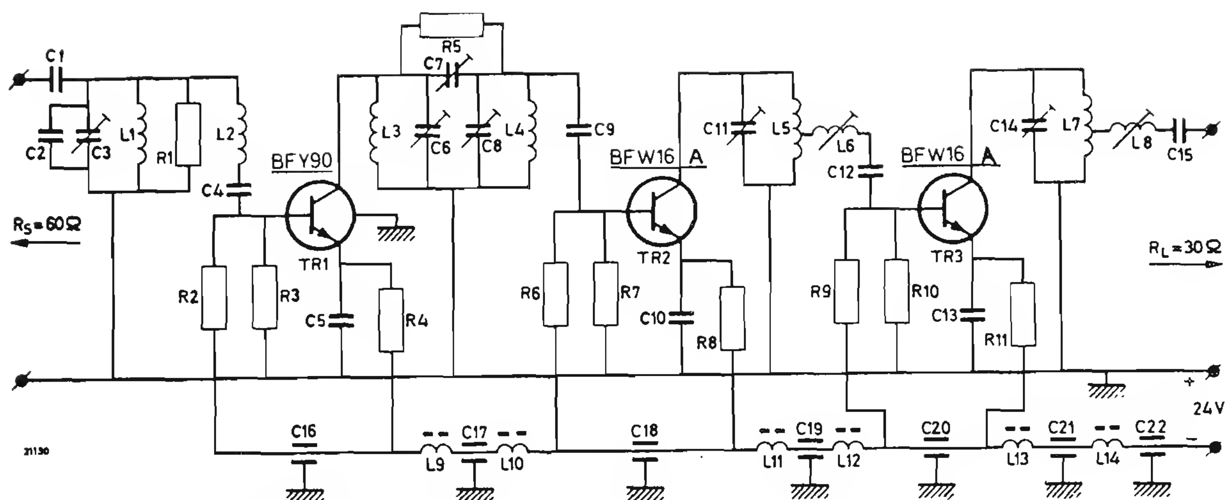


Fig. 7 - Amplificatore per il canale 9 (202 — 209 MHz) con potenza di uscita P_o = 150 mW.

COMPONENTI

R_1	1,6 kΩ,	¼ W
R_2	2,4 kΩ,	¼ W
R_3	3,3 kΩ,	¼ W
R_4	1 kΩ,	¼ W
R_5	7,5 kΩ,	¼ W
R_6	750 Ω,	¼ W
R_7	1,8 kΩ,	¼ W
R_8	180 Ω,	¼ W
R_9	470 Ω,	¼ W
R_{10}	1,2 kΩ,	¼ W
R_{11}	82 Ω,	½ W

Tutti questi resistori hanno una tolleranza di ± 5%.

C_1 C_9, C_{12}	3,9 pF ceramici, ± 0,5 %
C_2	10 pF ceramico, ± 0,5%
C_3, C_6, C_8, C_{11}, C_{14}	12 pF
C_4, C_5, C_{10}, C_{13}	1 nF a disco, — 20 / + 50 %
C_7	3 pF
C_{15}	2,2 pF ceramico, ± 0,5 %
C_{16} - C_{22}	4,7 nF passante, — 20 / + 50 %

L_1, L_3, L_4	35 nH, 2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø della spira = 8 mm, passo 2,0 mm
L_2	120 nH, 5 ½ spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø della spira = 8 mm, passo 2,0 mm
L_5	35 nH, 2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø della spira = 8 mm, passo 2,0 mm, presa a ¾ di spira partendo dal lato massa
L_6	100 nH, 4 ½ spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø della spira = 8 mm, passo 2,0 mm
L_7	60 nH, 3 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø della spira = 8mm, passo 2,5 mm, presa a ¾ di spira dal lato massa
L_8	165 nH, 5 ½ spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø della spira = 11 mm, passo 2,0 mm
L_9 - L_{14}	Bobina di arresto

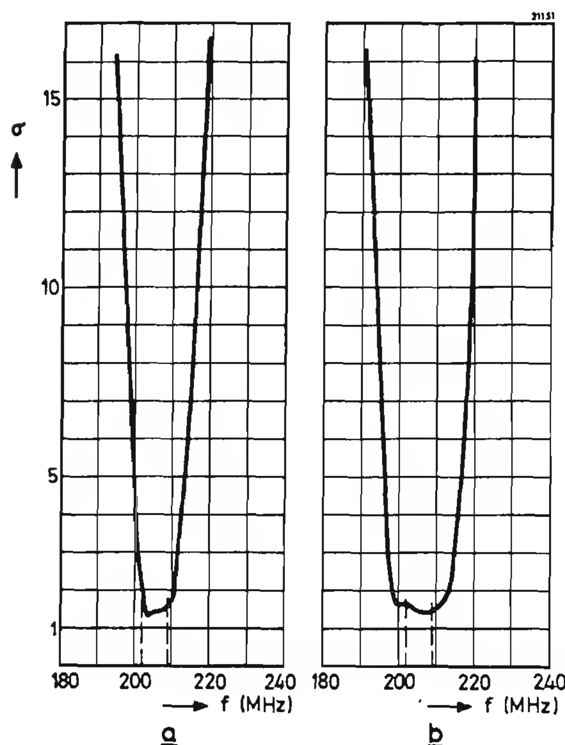


Fig. 8 - Rapporto delle onde stazionarie σ misurato in (a) all'ingresso e in (b) ai terminali di uscita dell'amplificatore di fig. 7.

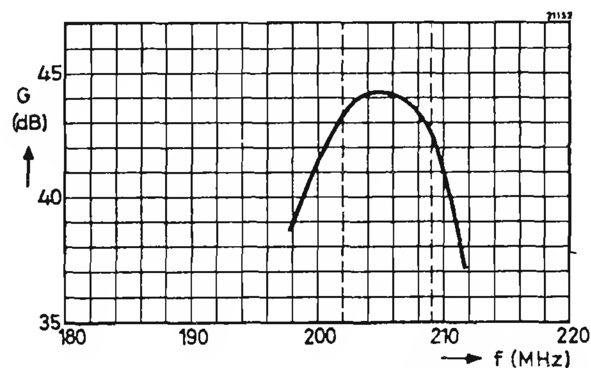


Fig. 9 - Curva banda passante dell'amplificatore di fig. 7.

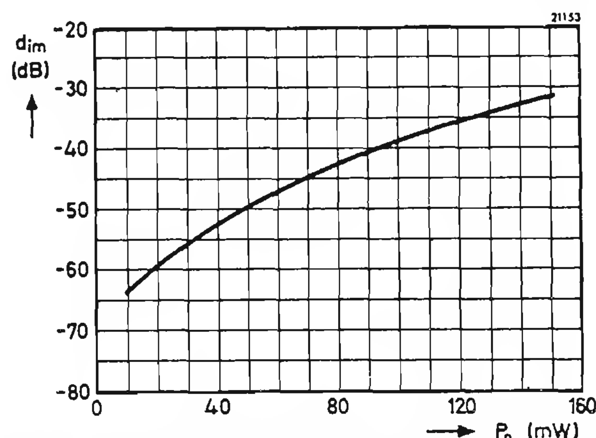


Fig. 10 - Fattore di intermodulazione d_{im} dell'amplificatore di fig. 7 in funzione della potenza di uscita P_o.

si procederà alla taratura dei circuiti di ingresso e interstadiale in maniera da ottenere il massimo guadagno di potenza alla larghezza di banda richiesta, e un rapporto di onda stazionaria all'ingresso pari a 2 o meno. Per ultimo, si farà in maniera che il rapporto dell'onda stazionaria nel circuito di uscita assuma il valore di 2 o meno, entro tutta la banda passante del canale. Ciò si otterrà regolando i condensatori di accordo presenti nel circuito di accoppiamento interstadiale assicurandosi che durante tutta questa operazione venga mantenuta la larghezza di banda desiderata.

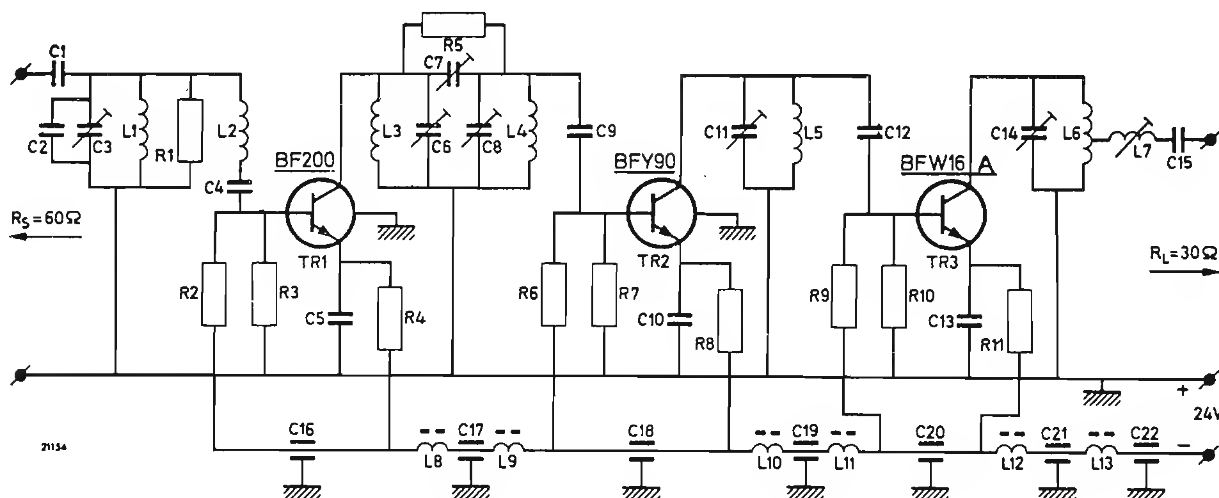


Fig. 11 - Schema elettrico dell'amplificatore per il canale 9 VHF con $P_o = 60$ mW.

COMPONENTI

R_1 1,6 kΩ, ¼ W
R_2 2,4 kΩ, ¼ W
R_3 3,3 kΩ, ¼ W
R_4 3 kΩ, ¼ W
R_5 3,9 kΩ, ¼ W
R_6 1,3 kΩ, ¼ W
R_7 910 Ω, ¼ W
R_8 1,3 kΩ, ¼ W
R_9 470 Ω, ¼ W
R_{10} 1,2 kΩ, ¼ W
R_{11} 165 Ω, ½ W
Tutti i resistori sono con tolleranza ± 5 %

C_1 4,7 pF ceramico, ± 0,5 %
C_2, C_{12} 5,6 pF ceramici, ± 0,5 %
C_3, C_6, C_8, C_{11}, C_{14} 12 pF

C_4, C_5, C_{10}, C_{13} 1 nF a disco, —20 / + 50 %
C_7 3 pF
C_9 6,8 pF ceramico ± 0,5%
C_{15} 2,2 pF ceramico, ± 0,5%
C_{16} - C_{22} 4,7 nF passante, —20 / + 50 %
L_1, L_3 - L_5 35 nH, 2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø della spira = 8 mm, passo 2,0 mm
L_2 120 nH, 5½ spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø della spira = 8 mm, passo 2,0 mm
L_4 60 nH, 3 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø della spira = 8 mm, passo 2,5 mm, presa a ¾ di spira dal lato massa
L_7 165 nH, 5 ½ spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø della spira = 11 mm, passo 2,0 mm
L_8 - L_{13} Bobine di arresto

Tabella 3 - Condizioni di lavoro e di taratura per gli amplificatori del canale 9

tipo di amplificatore	stadio	transistore	regolazione in c.c.		« carico fittizio » per la taratura	
			I_E (mA)	V_{CE} (V)	R (Ω)	C (pF)
150 mW (fig. 7)	primo	BFY90	10	10	—	—
	pilota	BFW16A	40	18	—	—
	finale	BFW16A	70	18	220	5,6
60 mW (fig. 11)	primo	BF200	3	15	—	—
	pilota	BFY90	10	10	—	—
	finale	BFW16A	40	18	390	5,6
10 mW (fig. 15)	primo	BF200	2	10	—	—
	pilota	BF183	4	10	—	—
	finale	BFY90	14	10	560	1,8

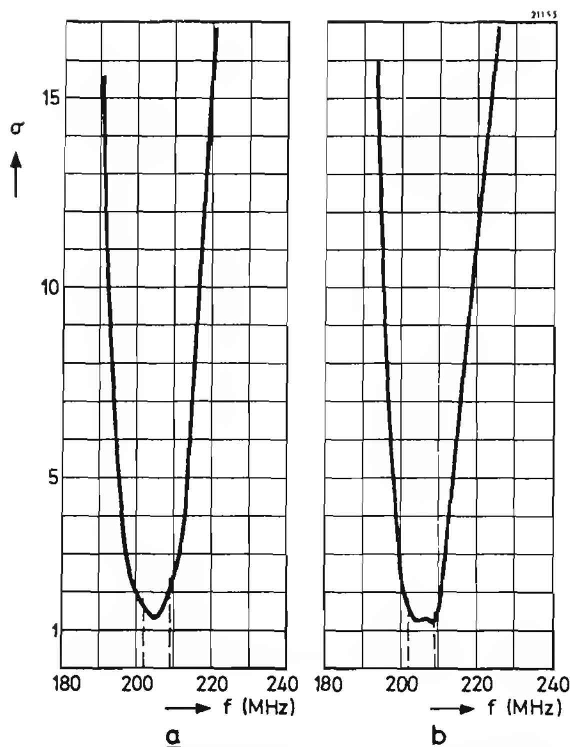


Fig. 12 - Rapporto dell'onda stazionaria σ misurato in (a) all'ingresso ed in (b) all'uscita dell'amplificatore di fig. 11.

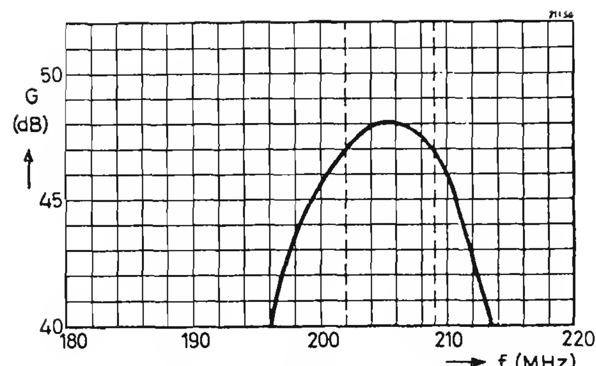


Fig. 13 - Banda passante dell'amplificatore di fig. 11.

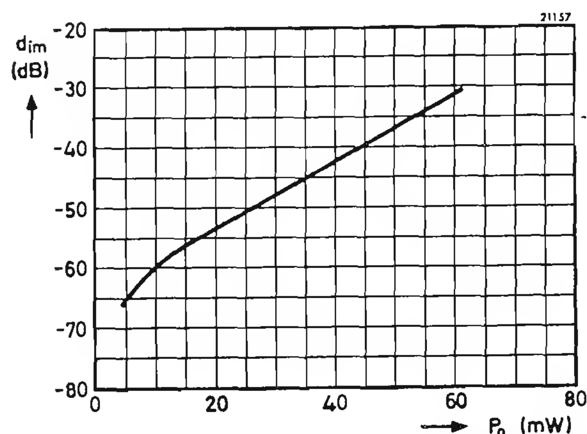


Fig. 14 - Fattore di intermodulazione d_{im} dell'amplificatore di fig. 11 in funzione della potenza di uscita P_o.

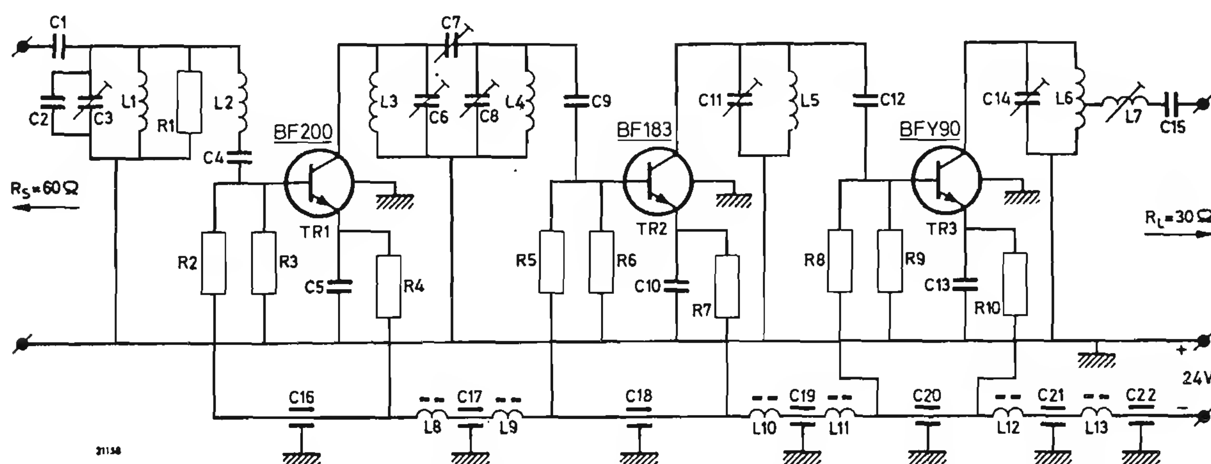


Fig. 15 - Schema elettrico dell'amplificatore di antenna per il canale 9 con potenza di uscita di $P_o = 10\,mW$.

COMPONENTI

R_1	1,8 kΩ, ⅛ W
R_2, R_5, R_8	1,3 kΩ, ⅛ W
R_3, R_6, R_9	910 Ω, ⅛ W
R_4	6,8 kΩ, ⅛ W
R_7	3,3 kΩ, ⅛ W
R_{10}	1 kΩ, ⅛ W

Tutti i resistori sono con tolleranza di ± 5 %.

C_1, C_2, C_{12}	3,9 pF ceramici, ± 0,5 %
C_3, C_6, C_8 C_{11}, C_{14}	12 pF
C_4, C_5, C_{10}, C_{13}	1 nF a disco, — 20 / + 50 %
C_7	3 pF
C_9	5,6 pF ceramico, ± 0,5 %
C_{15}	2,2 pF ceramico, ± 0,5 %
C_{16} - C_{22}	4,7 nF passante, — 20 / + 50 %

L_1, L_3, L_4, L_5	35 nH, 2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø della spira = 8 mm, passo 2,5 mm
L_2	120 nH, 5 ½ spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø della spira = 8 mm, passo 2,0 mm
L_6	60 nH, 3 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø della spira = 8 mm, passo 2,5 mm, presa a ½ della spira partendo dal lato massa
L_7	165 nH, 5 ½ spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø della spira = 11 mm, passo 2,0 mm
L_8 - L_{13}	Bobine di arresto

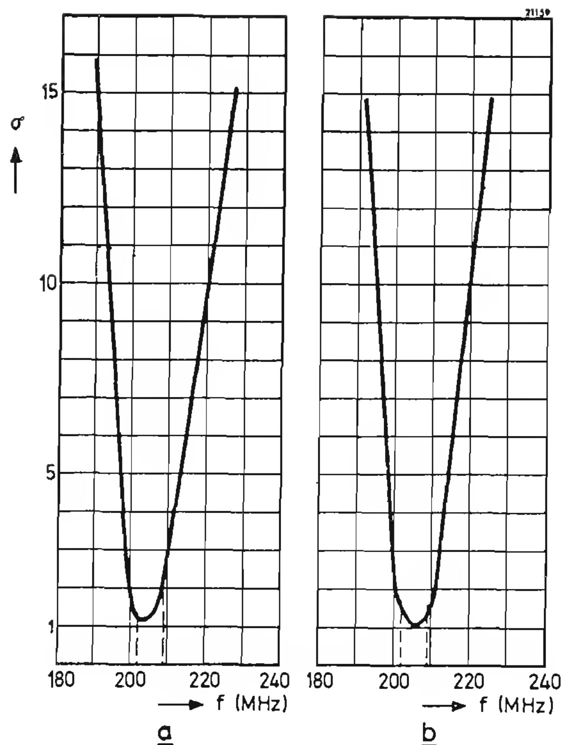


Fig. 16 - Rapporto dell'onda stazionaria σ misurato in (a) all'ingresso e in (b) all'uscita dell'amplificatore di fig. 15.

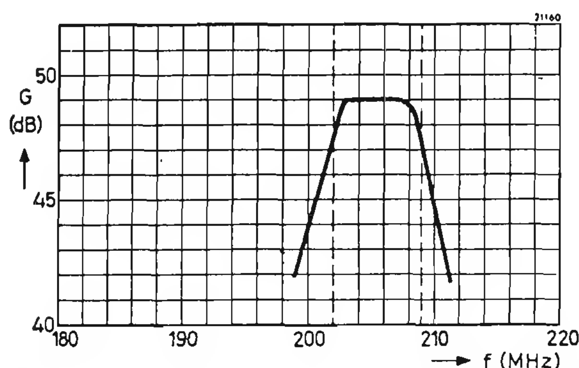


Fig. 17 - Curva di risposta in frequenza dell'amplificatore del canale 9 riportato in fig. 15.

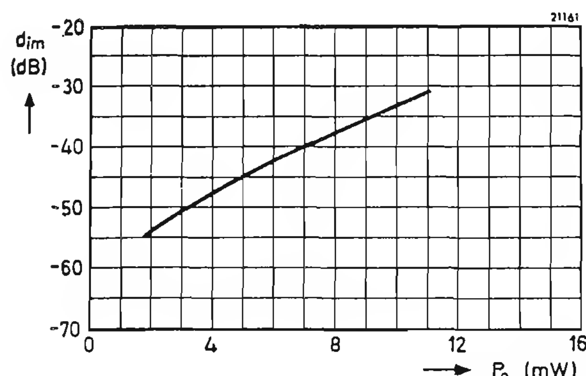


Fig. 18 - Fattore di intermodulazione d_{im} dell'amplificatore di fig. 15 in funzione della potenza di uscita P_o.

Amplificatore di antenna per il canale 55 UHF (742 — 750 MHz)

In fig. 19 è riportato lo schema elettrico di questo amplificatore. Le prestazioni sono indicate dalla fig. 20 alla 22. La regolazione in corrente continua dei transistori è riportata nella tabella 4; la taratura dell'amplificatore verrà effettuata senza l'aiuto del « carico fittizio », dato che, per la frequenza del canale 55, la trasformazione dell'impedenza di un « carico fittizio » sarebbe stata troppo elevata.

Prima di procedere alla messa a punto dell'amplificatore al fine di ottenere il minimo valore di intermodulazione, sarà necessario tarare il medesimo in maniera d'avere il *massimo guadagno*, entro tutta la banda passante desiderata. La procedura che si dovrà seguire in questo caso sarà la seguente: si comincierà con la messa a punto dello stadio finale, e poi si procederà a ritroso fino al primo stadio. Si toglieranno i transistori TR_1, TR_2 e TR_3, si collegherà il vobbulatore (vedi fig. 2) al punto di connessione del collettore del transistore TR_3, e si regoleranno C_8, C_9, C_{11}, C_{12} e L_{c4}. Fatto ciò, si rimetterà TR_3 al suo posto, e si collegherà il vobbulatore sul punto di collegamento del collettore del transistore TR_2. Dopodiché, si regoleranno C_6, C_7, C_8, C_9 e L_{c4}. Si procederà in questo stesso modo per i primi due stadi, sostituendo i transistori uno per volta, e regolando i condensatori variabili e le spire di accoppiamento a seconda del caso; per la taratura finale, dopo che è stato rimesso al suo posto il transistore TR_1, il vobbulatore deve essere collegato al terminale di ingresso di antenna dell'amplificatore.

Terminata questa serie di messe a punto, tenere il vobbulatore collegato ai terminali di ingresso dell'antenna ed aumentare l'ampiezza del segnale d'uscita del vobbulatore fintantoché il segnale che compare all'uscita dell'amplificatore non aumenti più in maniera lineare; ciò significa che bisogna aumentare il segnale applicato all'ingresso dell'amplificatore fino al punto in cui la curva della banda passante rilevata sul circuito d'uscita non cominci ad avere delle deformazioni. Quando ciò si verifica, significa che qualche transistore dell'amplificatore entra in saturazione, e taglia una porzione del segnale. Un siffatto « tosaggio » del segnale viene eliminato regolando nuovamente i condensatori variabili e le spire di accoppiamento. Questi ritocchi devono essere ripetuti fintantoché la potenza, in corrispondenza della quale l'amplificatore fornisce un segnale con frequenza pari alla frequenza centrale del canale, sia uguale a I_c $(V_{CE} - V_{CEK})/2 = 350$ mW.

Per ciò che riguarda il minimo di intermodulazione, l'amplificatore può considerarsi messo a punto perfettamente quando il segnale di ingresso necessario per avere la potenza d'uscita richiesta, ha un livello più basso possibile. In queste condizioni, il rapporto di onda stazionaria sia all'ingresso sia all'uscita risulterà inferiore a 2 lungo tutta la larghezza del canale.

Durante la messa a punto dell'amplificatore seguendo le modalità in precedenza specificate, si deve stare molto attenti a non *distruggere* il transistore di uscita. Per evitare ciò, si dovrà procedere così: appena l'oscilloscopio mette in evidenza il fenomeno del « tosaggio » della curva di risposta, il segnale di ingresso non va aumentato più in ampiezza. Esso potrà invece essere di nuovo incrementato solo dopo che il fenomeno del tosaggio sarà stato eliminato.

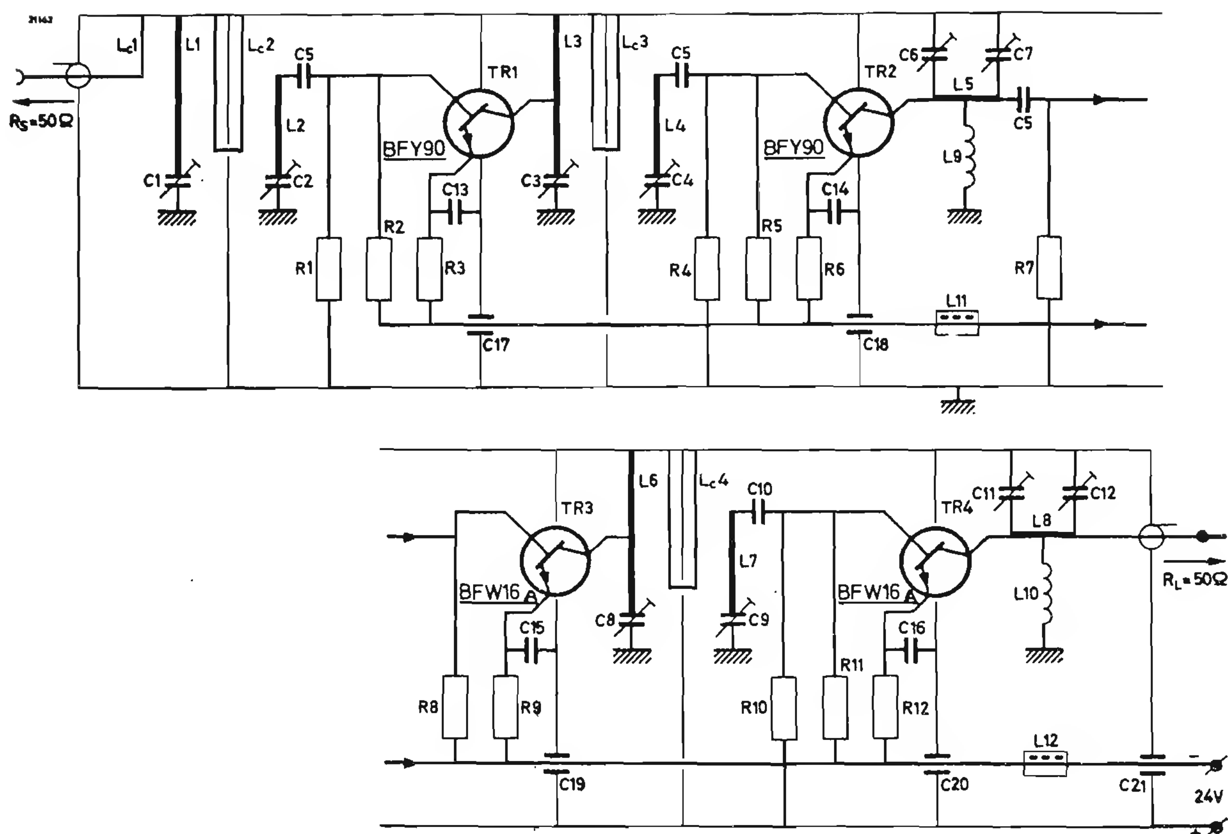


Fig. 19 - Schema elettrico dell'amplificatore di antenna per il canale 55 UHF (742 — 750 MHz); P_o = 80 mW.

COMPONENTI

R_1	15 kΩ,	⅛ W
R_2	18 kΩ,	⅛ W
R_3	2,4 kΩ,	⅛ W
R_4	4,7 kΩ,	⅛ W
R_5	6,8 kΩ,	⅛ W
R_6	1 kΩ,	¼ W
R_7	2,7 kΩ,	⅛ W
R_8	1,2 kΩ,	⅛ W
R_9	180 Ω,	¼ W
R_{10}	1,5 kΩ,	¼ W
R_{11}	680 Ω,	⅛ W
R_{12}	120 Ω,	½ W

Tutti i resistori sono con tolleranza ± 5 %.

C_1, C_2 - C_4, C_7 - C_9, C_{11}, C_{12}	12 pF
C_5	220 pF a disco, — 20 / + 50 %
C_6	6 pF
C_{10}	5 pF a disco, ± 10 %
C_{13} - C_{16}	560 pF a disco, — 20 / + 50 %
C_{17} - C_{21}	1,5 nF passante, — 20 / + 50 %
L_1, L_3, L_6	striscetta di rame argentato; dimensioni: 4 x 0,5 mm, lunghezza 24 mm
L_2, L_4, L_7	striscetta di rame argentato; dimensioni: 4 x 0,5 mm, lunghezza 15 mm
L_5	striscetta di rame argentato; dimensioni: 4 x 0,5 mm, lunghezza 24 mm
L_8	striscetta di rame argentato; dimensioni: 5 x 0,5 mm, lunghezza 10 mm
L_9, L_{10}	40 nH, 4 spire di filo di rame smaltato da 0,7 mm; Ø della spira 3 mm, passo 1,5 mm
L_{11}, L_{12}	4 perline di ferroxcube 3D3
L_{c1}	spira singola di rame argentato da 1 mm; lunghezza 28 mm, larghezza 12 mm
L_{c2} - L_{c4}	spira singola di rame argentato da 1 mm; lunghezza 23 mm, larghezza 12 mm

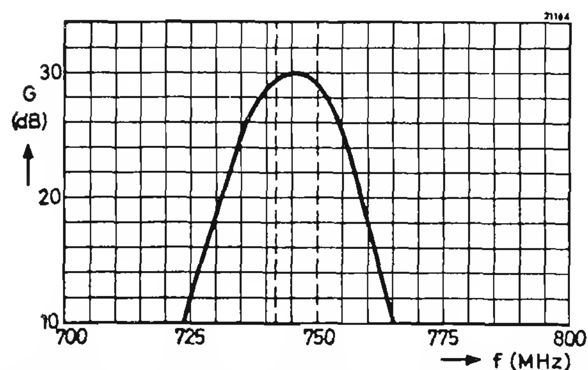


Fig. 20 - Curva di risposta in frequenza dell'amplificatore di fig. 19.

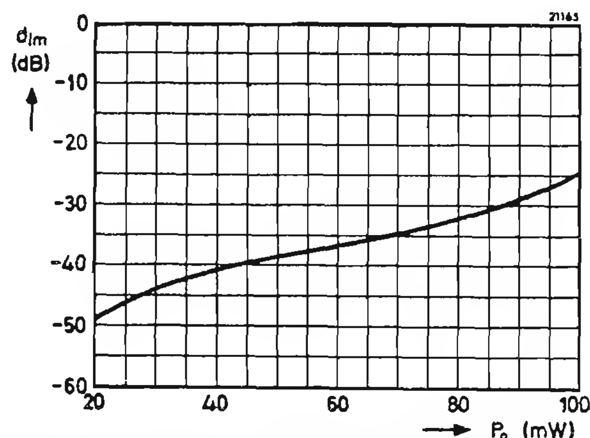


Fig. 21 - Fattore di intermodulazione d_{im} dell'amplificatore di fig. 19 in funzione della potenza di uscita P_o.

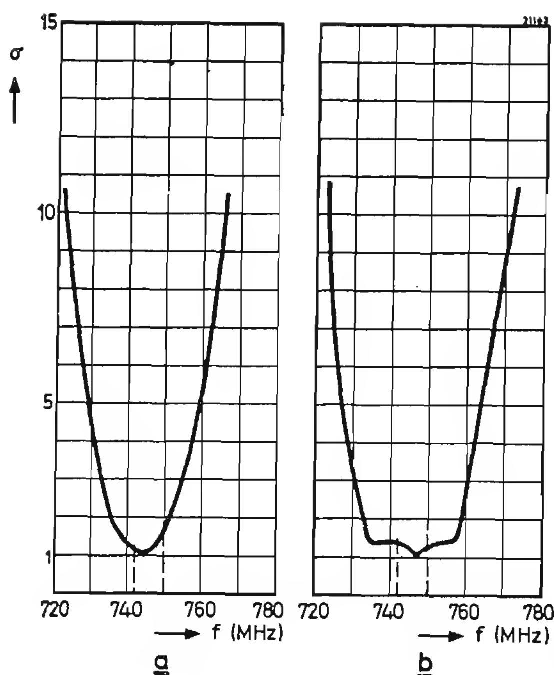


Fig. 22 - Rapporto della tensione dell'onda stazionaria σ misurato in (a) all'ingresso e in (b) all'uscita dell'amplificatore di fig. 19.

Tabella 4 - Condizioni di lavoro per l'amplificatore del canale 55 UHF

stadio	transistore	regolazione in c.c.	
		I_E (mA)	V_{CE} (V)
primo	BFY90	8	12
secondo	BFY90	12	12
pilota	BFW16A	40	18
finale	BFW16A	60	18

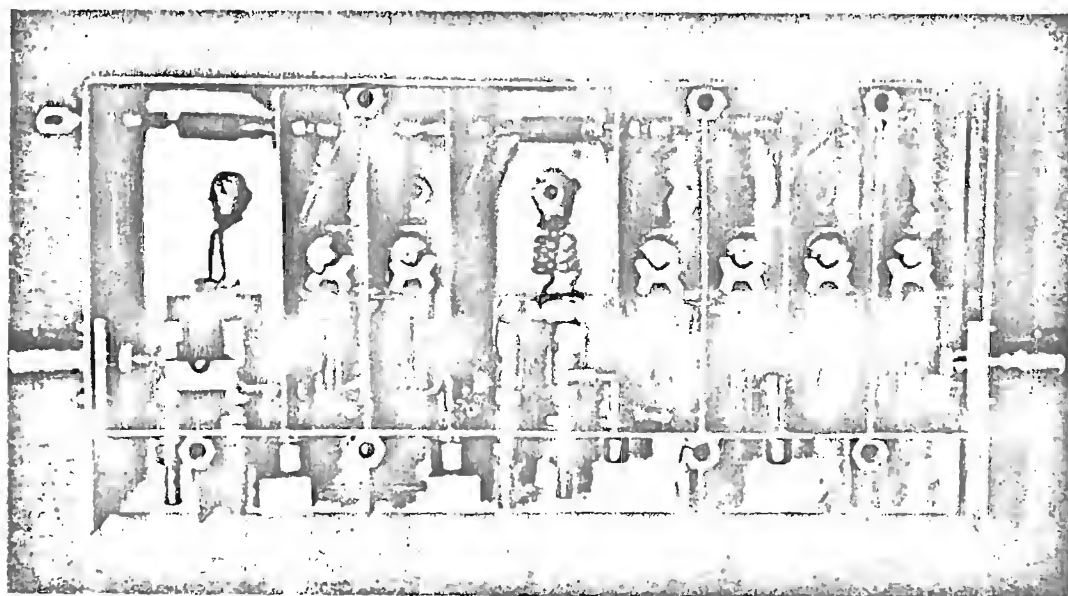


Fig. 22a - Prototipo di laboratorio dell'amplificatore del canale 55. La potenza d'uscita è 10 mW ad un fattore di intermodulazione di —30 dB.

Amplificatori per le bande I, II e III

I circuiti elettrici di questi tre amplificatori di antenna sono riportati nelle figure 23, 27 e 31. Le misure effettuate su questi stessi amplificatori sono invece indicate rispettivamente dalla fig. 24 alla fig. 26 per il circuito elettrico di fig. 23, dalla fig. 28 alla fig. 30 per il circuito elettrico di fig. 27 ed infine dalla fig. 32 alla fig. 34 per l'amplificatore indicato in fig. 31. Nella tabella 5 sono riportati i valori dei punti di lavoro in corrente continua dei vari transistori impiegati in questi amplificatori. Nella stessa tabella sono anche riportati i valori di resistenza e di capacità valevoli per i « carichi fittizi » per allineamento.

Le modalità e la sequenza delle operazioni per la taratura degli amplificatori della banda I e della banda II sono simili a quelle usate per l'allineamento dell'amplificatore del canale 4, mentre il sistema di taratura per l'amplificatore della banda III è identico a quello già descritto per gli amplificatori del canale 9.

All'ingresso di ciascuno di questi amplificatori si trova un circuito accordato in parallelo e due circuiti accordati in serie; tutti e tre questi circuiti debbono essere accordati sulla frequenza centrale della banda ricevuta. Il resistore R_1 all'ingresso di ciascuno di questi amplificatori serve per ottenere un soddisfacente compromesso tra il fattore di rumore e il rapporto di onde stazionarie all'ingresso.

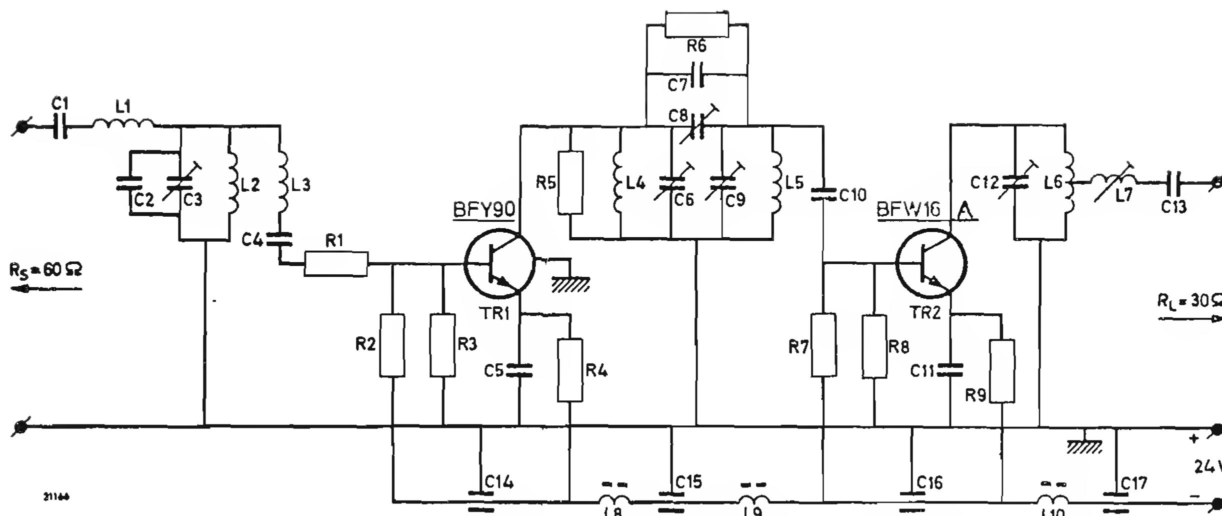


Fig. 23 - Schema elettrico dell'amplificatore di antenna per la banda I (47 — 68 MHz); P_o = 10 mW.

COMPONENTI

R_1	10 Ω,	1/8 W
R_2	2,2 kΩ,	1/8 W
R_3	1,5 kΩ,	1/8 W
R_4, R_5	1 kΩ,	1/8 W
R_6	750 Ω,	1/8 W
R_7	470 Ω,	1/4 W
R_8	1,2 kΩ,	1/4 W
R_9	82 Ω,	1/2 W

Tutti i resistori hanno un valore di tolleranza ± 5 %.

C_1, C_4, C_7	12 pF ceramico, ± 5 %
C_2	10 pF ceramico, ± 5 %
C_3, C_6, C_8, C_9, C_{12}	12 pF
C_5, C_{11}	4,7 nF a disco, — 20 / + 50%
C_{10}	82 pF ceramico, ± 5 %
C_{13}	56 pF ceramico, ± 5 %
C_{14} - C_{17}	4,7 nF passante, — 20/ + 50 %

L_1, L_3	500 nH, 21 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm; Ø delle spire = 4 mm, passo 0,5 mm
L_2	200 nH, 13 spire di filo di rame smaltato da 1,0 mm; Ø delle spire = 4 mm, passo 1,5 mm
L_4	200 nH, 8 spire di filo di rame smaltato da 1,0 mm; Ø delle spire = 8 mm, passo 1,5 mm
L_5	85 nH, 4 spire di filo di rame smaltato da 1,0 mm; Ø delle spire = 8 mm, passo 2,5 mm
L_6	240 nH, 11 spire di filo di rame smaltato da 1,0 mm; Ø delle spire = 8 mm, passo 2,0 mm ma con presa alla 4 ½ spira partendo dal lato massa
L_7	75 nH, 3 spire di filo di rame smaltato da 1 mm; Ø delle spire = 8 mm, passo 2,0 mm
L_8 - L_{10}	bobine di arresto

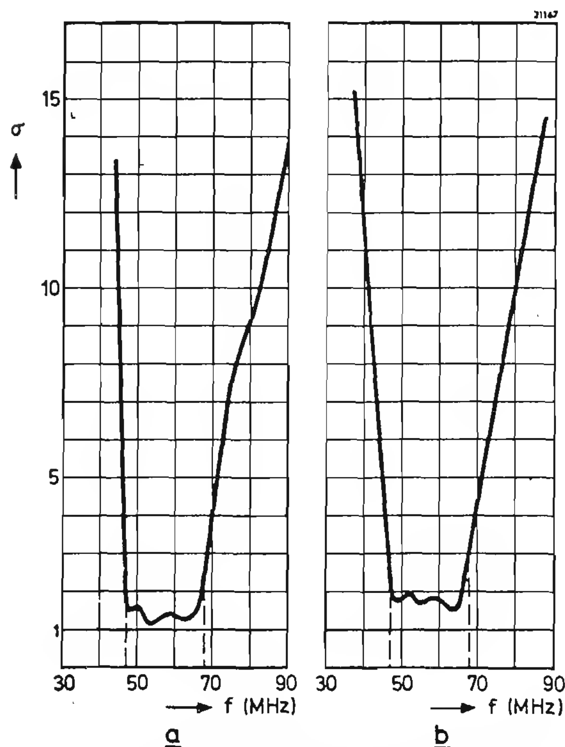


Fig. 24 - Rapporto dell'onda stazionaria σ misurato in (a) all'ingresso e in (b) all'uscita dell'amplificatore di fig. 23.

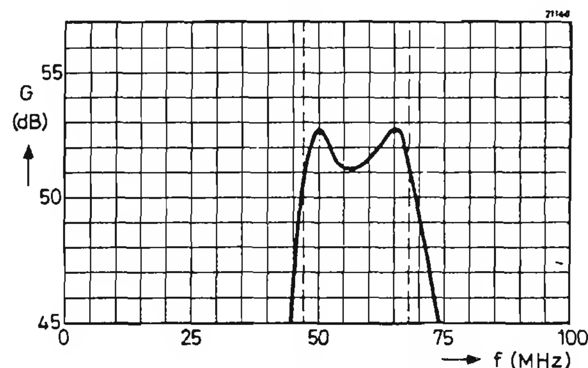


Fig. 25 - Curva di risposta dell'amplificatore di fig. 23.

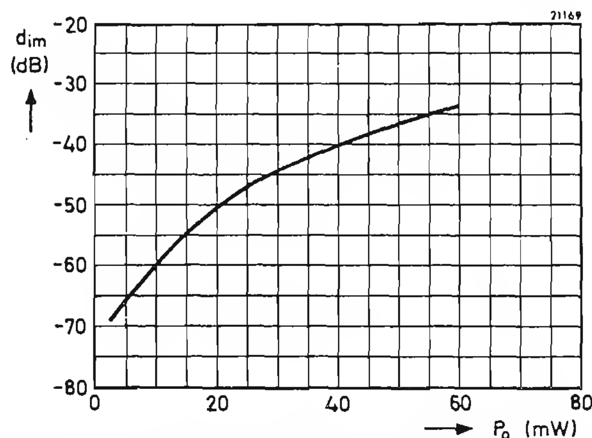


Fig. 26 - Fattore di intermodulazione d_{im} dell'amplificatore di fig. 23 in funzione della potenza di uscita P_o.

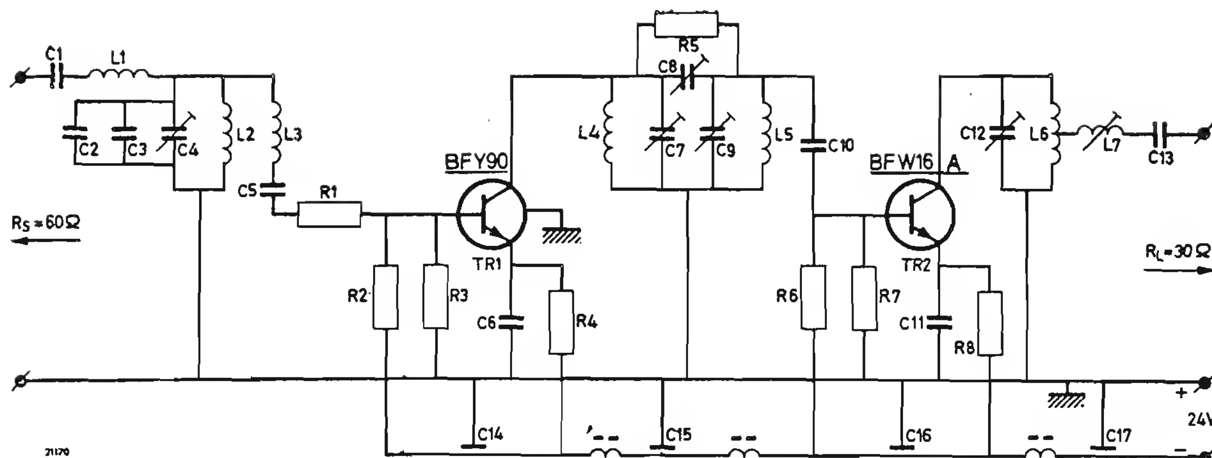


Fig. 27 - Schema elettrico dell'amplificatore di antenna per la banda II (87,5 — 108 MHz) P_o = 25 mW.

COMPONENTI

R_1 27 Ω, ⅛ W
R_2 2,2 kΩ, ⅛ W
R_3 1,5 kΩ, ⅛ W
R_4 1 kΩ, ⅛ W
R_5 7,5 kΩ, ⅛ W
R_6 470 Ω, ¼ W
R_7 1,2 kΩ, ¼ W
R_8 82 Ω, ½ W

Tutti i resistori hanno una **tolleranza** di ± 5 %.

C_1, C_5 6,8 pF ceramico, ± 0,5 %
C_2 10 pF ceramico, ± 0,5 %
C_3 100 pF ceramico, ± 5 %
C_4, C_7, C_8, C_9, C_{12} 12 pF
C_6, C_{11} 4,7 nF a disco, — 20 / + 50 %
C_{10} 15 pF ceramico, ± 5 %
C_{13} 22 pF ceramico, ± 5 %
C_{14} - C_{17} 4,7 nF passante, — 20 / + 50 %

L_1, L_3 380 nH, 14 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm; Ø delle spire = 4 mm, passo 0,5 mm

L_2 28 nH, 2 spire di filo di rame smaltato da 1,0 mm; Ø delle spire = 4 mm, passo 2,5 mm

L_4, L_5 135 nH, 5 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø delle spire = 8 mm, passo 2,5 mm

L_6 135 nH, 5 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø delle spire = 8 mm, passo 2,5 mm con presa alla 2 ½ spira partendo dal lato massa

L_7 70 nH, 2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø delle spire = 8 mm, passo 2,0 mm

L_8, L_{10} bobine di arresto

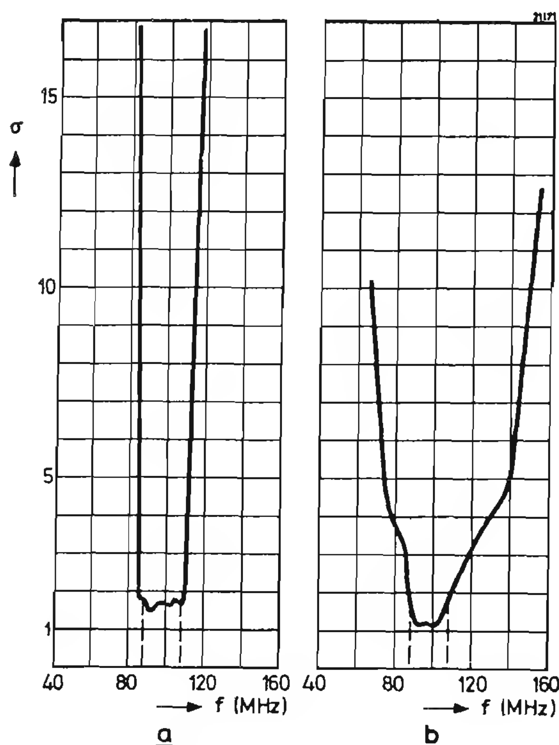


Fig. 28 - Rapporto dell'onda stazionaria σ misurato in (a) all'ingresso e in (b) all'uscita dell'amplificatore di fig. 27.

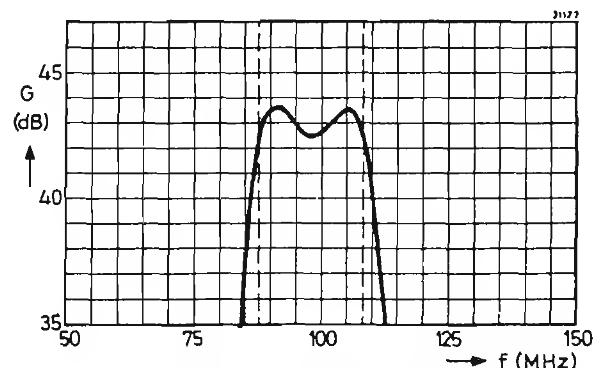


Fig. 29 - Curva di risposta dell'amplificatore di fig. 27.

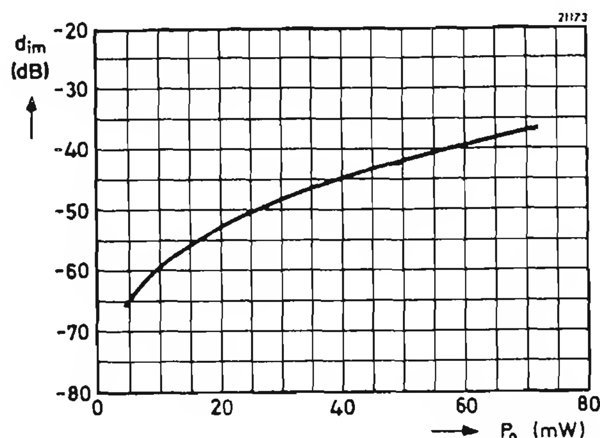


Fig. 30 - Fattore di intermodulazione d_{im} dell'amplificatore di fig. 27 in funzione della potenza d'uscita P_o.

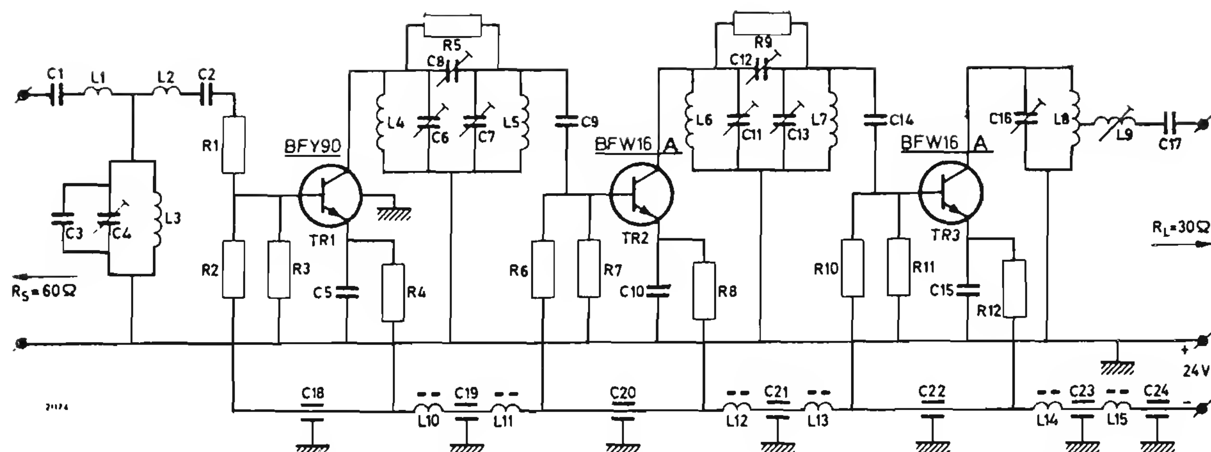


Fig. 31 - Schema elettrico dell'amplificatore di antenna per la banda III (174 — 280 MHz); P_o = 10 mW.

COMPONENTI

R_1	30 Ω,	⅛ W
R_2	2,4 kΩ,	⅛ W
R_3	3,3 kΩ,	⅛ W
R_4, R_5	750 Ω,	⅛ W
R_6, R_9	750 Ω,	¼ W
R_7	1,8 kΩ,	¼ W
R_8	150 Ω,	¼ W
R_{10}	470 Ω,	¼ W
R_{11}	1,2 kΩ,	¼ W
R_{12}	82 Ω,	½ W

Tutti questi resistori hanno una tolleranza ± 5 %.

C_1, C_2	3,3 pF ceramico, ± 0,5 %
C_3	39 pF ceramico, ± 5 %
C_4, C_6, C_7, C_8, C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{16}	12 pF
C_5, C_{10}, C_{15}	1 nF a disco, — 20 / + 50 %
C_9	100 pF ceramico ± 5 %
C_{14}	15 pF ceramico, ± 5 %
C_{17}	8,2 pF ceramico, ± 0,5 %
C_{18} - C_{24}	4,7 nF passante, — 20 / + 50 %

L_1, L_2	190 nH, 9 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm; Ø delle spire = 4 mm, passo 1,0 mm
L_3	14 nH, loop di 200 mm di filo di rame da 0,6 mm
L_4, L_6	35 nH, 2 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø delle spire = 8 mm, passo 2,0 mm
L_5, L_7	20 nH, 1 spira di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø delle spire = 8 mm
L_8	60 nH, 3 spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø delle spire = 8 mm, passo 2,5 mm, presa alla 1 ¾ spira partendo dal lato massa
L_9	50 nH, 2½ spire di filo di rame argentato da 1,3 mm; Ø delle spire = 8 mm, passo 2,5 mm
L_{10} - L_{15}	Bobine di arresto

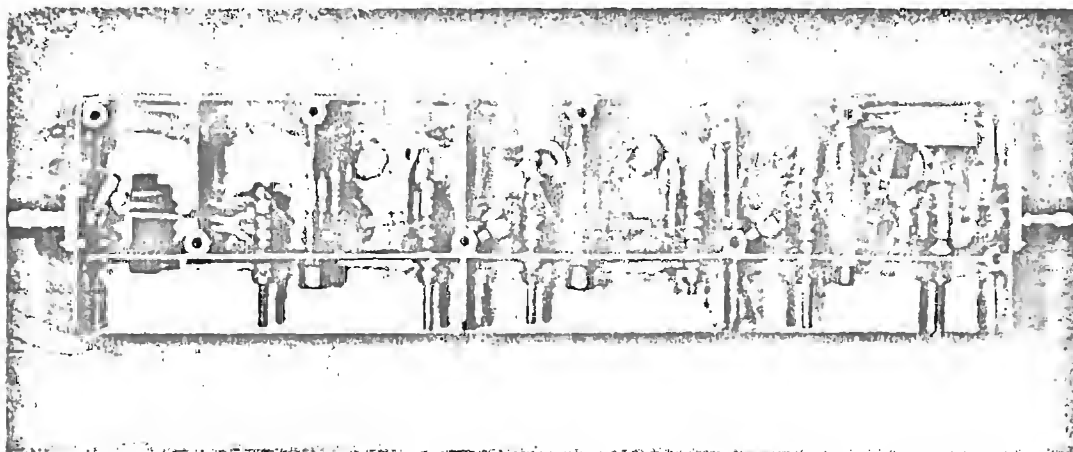


Fig. 31a - Prototipo di laboratorio dell'amplificatore per la banda III. La potenza d'uscita è 10 mW ad un fattore di intermodulazione di - 60 d B

Tabella 5 - Condizioni di lavoro e di taratura per gli amplificatori per le bande I, II, III

Tipo di amplificatore	stadio	transistore	regolazione in c.c.		« carico fittizio » di taratura	
			I_E (mA)	V_{CE} (V)	R (Ω)	C (pF)
Banda I	ingresso	BFY90	14	12	—	—
	uscita	BFW16A	70	18		10,0
Banda II	ingresso	BFY90	14	12		
	uscita	BFW16A	70	18	200	8,2
	ingresso	BFY90	12	12	—	—
Banda III	pilota	BFW16A	35	18	—	—
	uscita	BFW16A	70	18	180	5,6

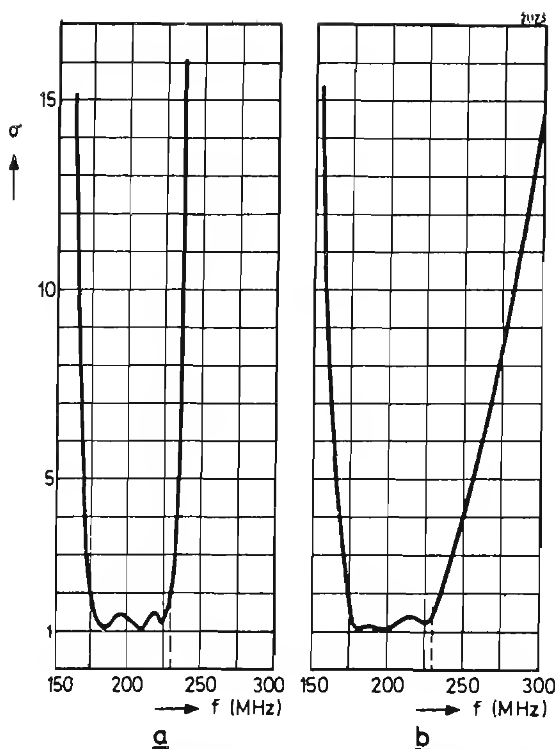


Fig. 32 - Rapporto dell'onda stazionaria σ misurato in (a) all'ingresso e in (b) all'uscita dell'amplificatore di fig. 31.

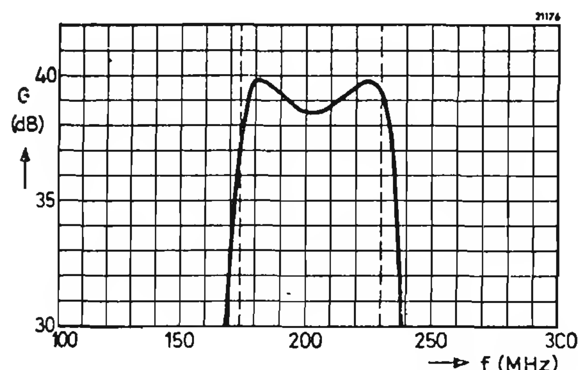


Fig. 33 - Curva di risposta dell'amplificatore di fig. 31.

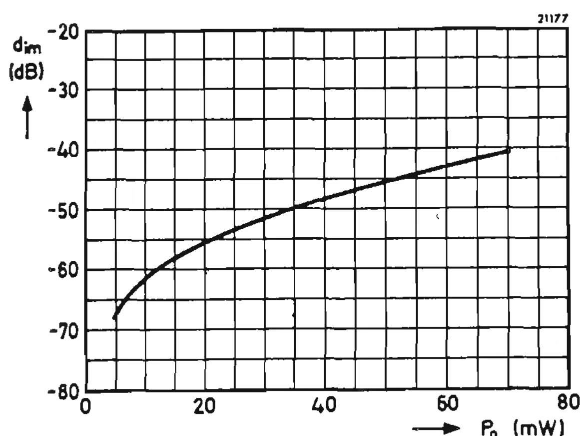


Fig. 34 - Fattore di intermodulazione d_{im} dell'amplificatore di fig. 31 in funzione della potenza di uscita P_o.

Amplificatori a larga banda

Nelle fig. 35 e 40 sono riportati rispettivamente i ciruiti di due amplificatori d'antenna a larga banda (40 MHz ... 860 MHz). Il primo è formato da due stadi mentre il secondo è formato da quattro stadi. Le misure effettuate su questi due amplificatori sono riportate rispettivamente nelle fig. 36 ... 39 e 41 ... 44. Nella tabella 6 sono riportati i valori dei punti di lavoro in corrente continua dei vari transistori impiegati in questi due tipi di amplificatori.

Le configurazioni circuitali impiegate in questi due amplificatori a larga banda sono essenzialmente: il circuito a base in comune e il circuito a emettitore in comune. Negli amplificatori a più stadi nei quali i transistori sono montanti in circuiti con base in comune, per ottenere il massimo guadagno in potenza, è necessario che *l'adattamento* delle impedenze interstadiali venga effettuato mediante trasformatori. Ora, tutti sanno che l'impiego dei trasformatori può dare degli inconvenienti specialmente alle alte frequenze. Per contro, la configurazione a emettitore in comune, deve dare un guadagno in corrente per ottenere la massima amplificazione; ciò ha il vantaggio di poter fare a meno dei trasformatori interstadiali per l'adattamento delle impedenze. A loro volta, però, gli amplificatori a larga banda con gli stadi in configurazione ad emettitore in comune richiedono transistori con *frequenza di transizione* molto elevata e capacità di reazione molto bassa. I transistori BFY90, BFX89 e BFW30 soddisfano appunto a queste esigenze.

Il guadagno in corrente di un transistore dipende dalla frequenza di lavoro ma questa dipendenza può essere facilmente controllata mediante l'impiego di semplici circuiti di controreazione. In ciascun stadio degli amplificatori descritti sono stati impiegati pertanto due tipi di controreazione: la controreazione *in parallelo* e la controreazione *in serie*. La controreazione *in parallelo* consiste nell'introduzione di un resistore tra l'ingresso e l'uscita dello stadio; la controreazione *in serie* invece consiste nell'introduzione di un resistore in serie al circuito dell'emettitore.

Qualsiasi induttanza in serie al resistore di emettitore tende ad esaltare questa dipendenza del guadagno dalla frequenza di lavoro. E' per questo motivo che i terminali di collegamento devono essere mantenuti più corti possibili; per soddisfare a questa esigenza è opportuno saldare il terminale di emettitore sullo stesso contenitore del transistore. Inoltre, per ridurre al minimo l'induttanza dispersa del terminale di emettitore, lo stesso resistore di emettitore non dovrà essere di valore molto basso ($> 10\ \Omega$).

La dipendenza del guadagno dal valore della frequenza di lavoro viene inoltre ulteriormente ridotta, in entrambi i circuiti, mediante inserzione di un condensatore in parallelo tra base ed emettitore del transistore TR_1 e del transistore TR_3 nell'amplificatore a quattro stadi. E' la presenza di questi condensatori che provoca il picco che si nota nelle curve di guadagno (figg. 37 e 42) in corrispondenza della frequenza di 800 MHz.

La controreazione *in parallelo* tende ad *abbassare* l'impedenza di ingresso e di uscita dello stadio nel quale essa viene impiegata; viceversa, la controreazione *in serie* tende ad *aumentare* il valore di dette impedenze. Pertanto, scegliendo giudiziosamente il valore del resistore impiegato in ciascun tipo di circuito

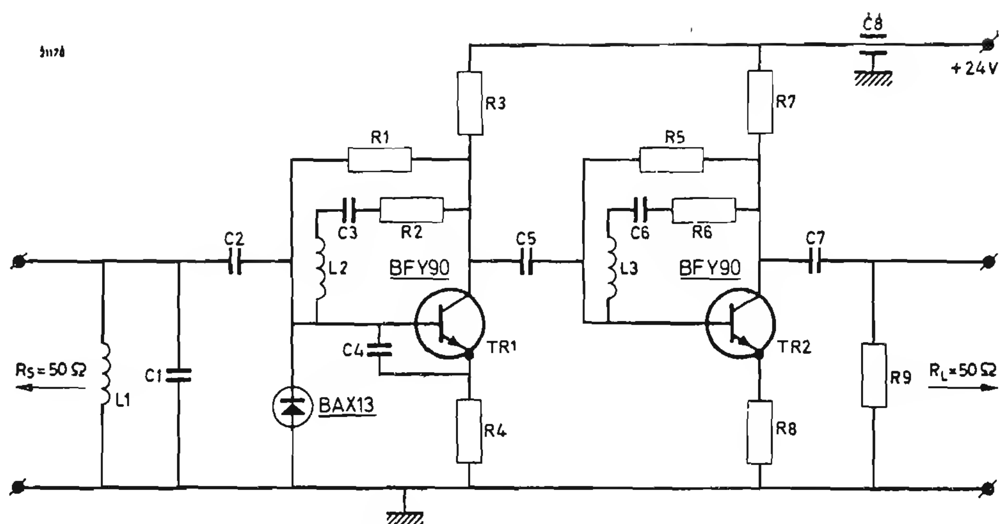


Fig. 35 - Schema elettrico dell'amplificatore a larga banda a due stadi (40 MHz ... 860 MHz).

COMPONENTI

R_1	33 kΩ,	1/8 W
R_2, R_6	240 Ω,	1/8 W
R_3	3,3 kΩ,	1/8 W
R_4, R_8	13 Ω,	1/8 W
R_5	22 kΩ,	1/8 W
R_7	1,8 kΩ,	1/4 W
R_9	91 Ω,	1/8 W

Tutti i resistori hanno una tolleranza ± 5 %.

C_1	1,5 pF ceramico, ± 0,5 %
C_2, C_5	82 pF ceramico, ± 5 %
C_3, C_6, C_7	680 pF a disco, — 20 / + 50 %
C_4	2,7 pF ceramico, ± 0,5 %
C_8	2,2 nF passante, — 20 / + 50 %
L_1	bobina di arresto
L_2	50 nH, 5 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm; Ø delle spire = 3 mm, passo 0,5 mm
L_3	30 nH, 3 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm; Ø delle spire = 3 mm, passo 0,5 mm

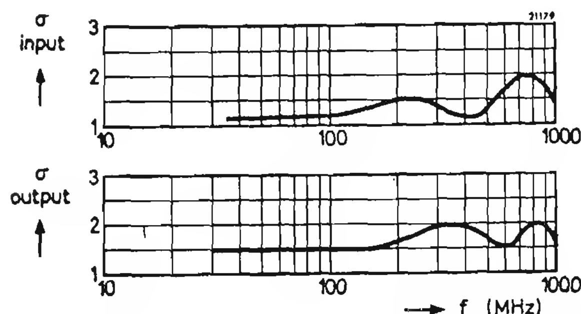


Fig. 36 - Rapporto dell'onda stazionaria σ misurato all'ingresso e all'uscita dell'amplificatore di fig. 35.

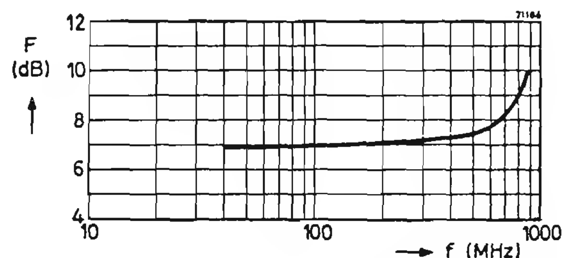


Fig. 38 - Fattore di rumore F dell'amplificatore di fig. 35.

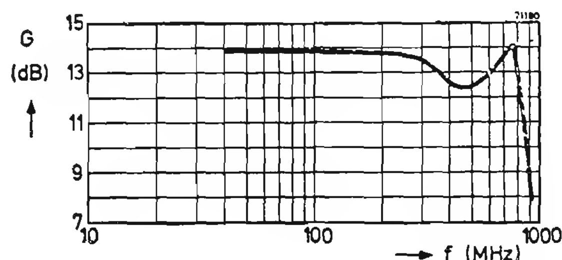


Fig. 37 - Banda passante dell'amplificatore della fig. 35.

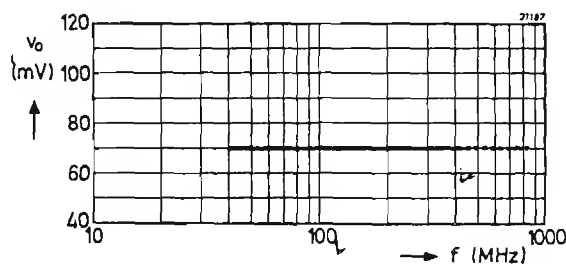


Fig. 39 - Tensione di uscita v_o per d_{im} = — 60 dB dell'amplificatore di fig. 35, in funzione della frequenza. Le misure furono fatte soltanto alla frequenza di 400 MHz; oltre questo valore la curva è stata estrapolata.

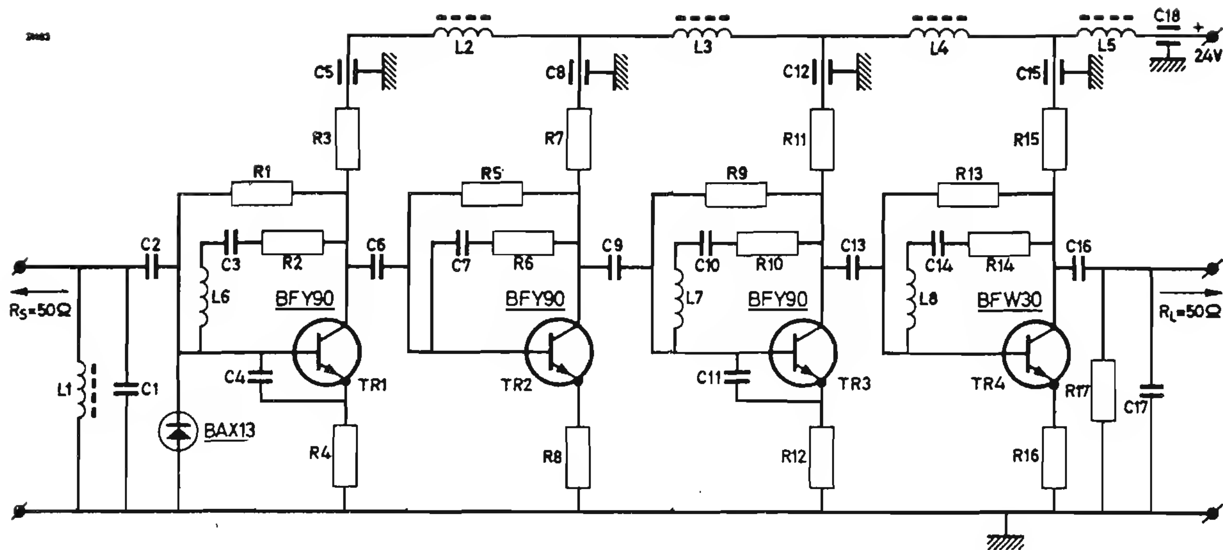


Fig. 40 - Schema elettrico dell'amplificatore a larga banda a quattro stadi (40 MHz .... 860 MHz).

COMPONENTI

R_1, R_5	39 kΩ,	1/8 W
R_2, R_6, R_{10}, R_{14}	220 Ω,	1/8 W
R_3	3,9 kΩ,	1/4 W
R_4, R_8, R_{12}	13 Ω,	1/8 W
R_7	2,4 kΩ,	1/4 W
R_9	33 kΩ,	1/8 W
R_{11}	1,3 kΩ,	1/4 W
R_{13}	12 kΩ,	1/8 W
R_{13}	560 Ω,	1/4 W
R_{16}	15 Ω,	1/8 W
R_{17}	91 Ω,	1/8 W

Tutti i resistori hanno una tolleranza di ± 5 %.

C_1, C_4	2,7 pF ceramico, ± 0,5 %
C_2, C_6	82 pF ceramico, ± 5 %
C_3, C_7, C_9, C_{10}, C_{13}, C_{14}, C_{16}	680 pF a disco, — 20 / + 50 %
C_5, C_8, C_{12}, C_{15}, C_{18}	2,2 nF passanti, — 20 / + 50 %
C_{11}, C_{17}	1,5 pF ceramico, ± 0,5 %
L_1 - L_5	bobine di arresto
L_6, L_7	40 nH, 4 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm; Ø delle spire = 3 mm, passo 0,5 mm
L_8	30 nH, 3 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm; Ø delle spire = 3 mm, passo 0,5 mm

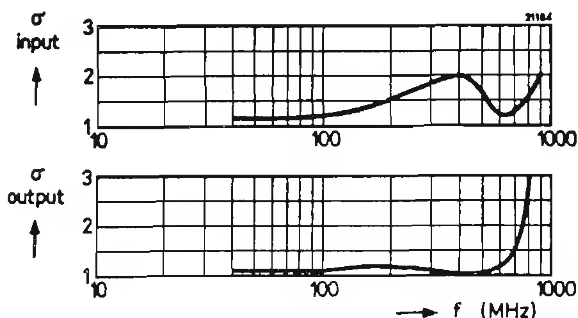


Fig. 41 - Rapporto dell'onda stazionaria σ misurato all'ingresso e all'uscita dell'amplificatore di fig. 40.

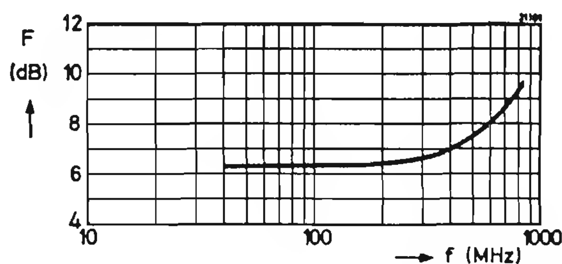


Fig. 43 - Fattore di rumore F dell'amplificatore di fig. 40.

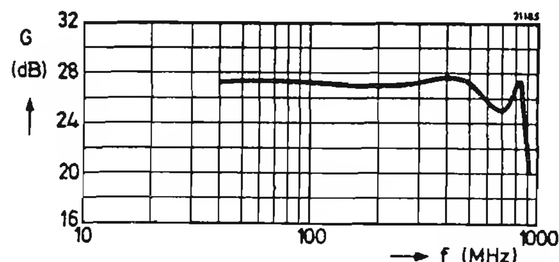


Fig. 42 - Banda passante dell'amplificatore di fig. 40.

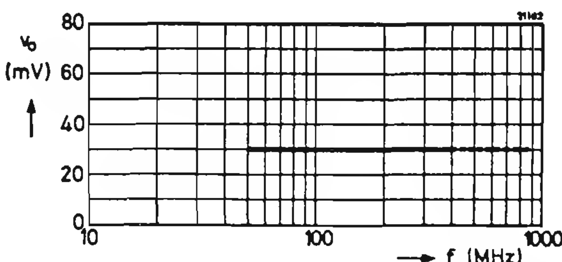


Fig. 44 - Tensione di uscita v_o per d_{im} = — 60 dB dell'amplificatore di fig. 40, in funzione della frequenza. Le misure furono fatte fino alla frequenza di 400 MHz; oltre questo valore di frequenza la curva è stata estrapolata.

di controreazione sarà possibile ottenere il migliore adattamento sia all'ingresso sia all'uscita dello stadio.

Nella realizzazione pratica dei due amplificatori ci si accorse che l'adattamento del circuito di ingresso non presentava alcun problema; era soltanto necessario introdurre una capacità correttiva di basso valore che andava inserita nel circuito di ingresso, allo scopo di mantenere il rapporto delle onde stazionarie al disotto del valore 2, lungo tutta la banda *da amplificare*.

Per ottenere questo stesso risultato all'uscita degli amplificatori si rese necessario l'inserimento di un resistore di smorzamento da 91 Ω; ma ci si accorse che l'effetto di questo resistore, specialmente nell'amplificatore a 4 stadi, non era così efficace come nell'amplificatore a 2 stadi; nell'amplificatore a 4 stadi infatti (fig. 41), il rapporto delle onde stazionarie rimaneva infatti al disotto del valore di 2 soltanto fino alla frequenza di 750 MHz.

Per un fattore di intermodulazione $d_{im} = -60$ dB, la tensione di uscita dell'amplificatore a due stadi è 30 mV, mentre nell'amplificatore a 4 stadi è 70 mV. Questa notevole differenza è dovuta esclusivamente all'impiego del transistore BFW 30 nello stadio di uscita dell'amplificatore a 4 stadi, e del transistore BFY 90 in quello dell'amplificatore a due stadi. E' noto infatti che impiegato negli amplificatori a larga banda, il transistore BFW 30 presenta un fattore di intermodulazione decisamente superiore a quello del transistore BFY 90.

Le bobinette (induttori) poste in parallelo ai terminali di ingresso sia dell'amplificatore a due che di quello a quattro stadi servono a disperdere le cariche statiche accumulate sull'antenna, e di conseguenza, proteggono i transistori contro eventuali danneggiamenti che potrebbero essere prodotti da scariche improvvise. Oltre a ciò, per proteggere i transistori contro tensioni indotte da fulmini, la base del transistore di ingresso di ciascun amplificatore viene portata a massa attraverso il diodo BAX 13; inoltre, per i condensatori di accoppiamento, posti all'ingresso, sono

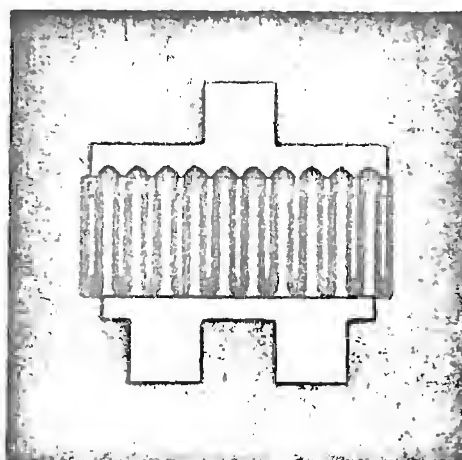


Fig. 45 Cristallo del transistore BFW 16 A (× 200)

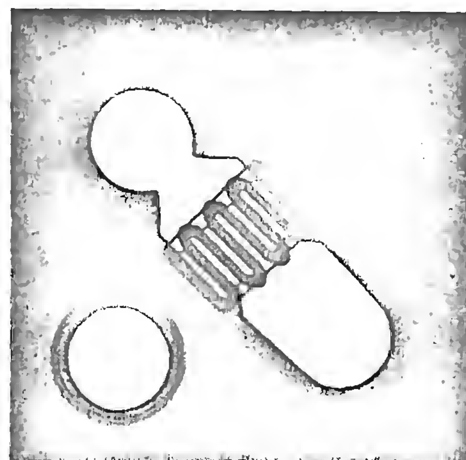


Fig. 46 Cristallo del transistore BFY 90 (× 275)

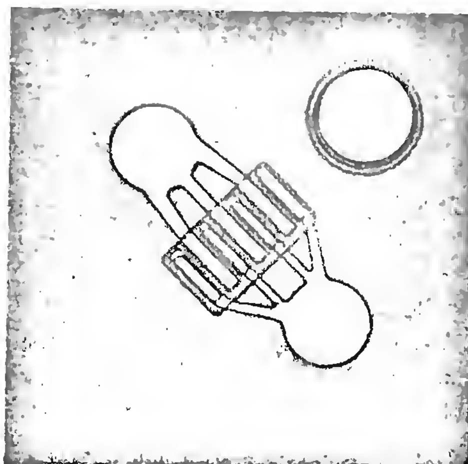


Fig. 47 Cristallo del transistore BFW 30 (× 275)

Tabella 6 - Condizioni di lavoro per gli amplificatori a larga banda

Tipo di amplificatore	stadio	transistore	regolazione in c.c.	
			I_E (mA)	V_{CE} (V)
a due stadi	primo	BFY90	6,5	2,5
	secondo	BFY90	12	3,6
a quattro stadi	primo	BFY90	5,5	3,5
	secondo	BFY90	8,5	3,8
	terzo	BFY90	14	6,0
	quarto	BFW30	30	7,0

stati scelti valori più bassi possibili, tanto bassi che diminuendoli ancora verrebbero compromesse le caratteristiche dell'amplificatore a larga banda. Grazie all'adozione di queste precauzioni, entrambi gli amplificatori sono in grado di sopportare una scarica improvvisa di 1,5 kV proveniente da un condensatore da 150 pF. La polarità di detta scarica non ha alcuna importanza.

Esame delle cause che producono i i fenomeni di intermodulazione negli amplificatori di antenna

Vengono esaminate le cause principali che negli amplificatori di antenna danno luogo ai fenomeni di intermodulazione. Uno studio particolare di questo fenomeno viene effettuato sul transistore BFW 16 A il quale, se fatto lavorare con una ammettenza di carico e un punto di lavoro in cc corretti, è in grado di dare la massima potenza di uscita con il minimo valore di intermodulazione raccomandato dalle norme internazionali.
Vengono infine dati consigli pratici per il progetto degli amplificatori di antenna allo scopo di evitare i fenomeni di instabilità a cui essi possono andare molto facilmente incontro.

Ci sembra inutile enumerare ancora una volta i vantaggi offerti dagli amplificatori di antenna *a transistori* nei confronti degli amplificatori equipaggiati *con valvole*. Uno svantaggio dei primi amplificatori a transistori era rappresentato dai notevoli *fenomeni di intermodulazione* a cui questi andavano soggetti tutte le volte che da essi si desiderava una certa potenza di uscita. E' per questo motivo che i primi amplificatori di antenna a transistori venivano impiegati soltanto per servire un numero ristretto di utenti.

Successivamente vennero introdotti transistori capaci di dare potenze di uscita uguali se non superiori a quelle fornite dai vecchi amplificatori a valvole con livelli di intermodulazione relativamente bassi. Tra questi transistori citiamo principalmente il *BFY90*, il *BFX89*, il *BFW16*, il *BFW17* e il *BFW30*. Abbiamo infatti visto in un precedente lavoro che con questi transistori è possibile realizzare *amplificatori di canale* e *amplificatori di banda* dalle ottime prestazioni. Abbiamo inoltre descritto, sempre in quel lavoro, alcuni amplificatori a larga banda realizzati con i suddetti transistori; la banda amplificata da questi amplificatori andava da 40 a 860 MHz (1). Dalla tabella n. 1 ci possiamo fare un'idea dei livelli di potenza di uscita fornita dai suddetti amplificatori.

In questo lavoro vogliamo illustrare più ampiamente alcune caratteristiche dei suddetti amplificatori con particolare riguardo a:

— le cause che danno luogo ai fenomeni di intermodulazione,

— la potenza di uscita,

— il guadagno,

— il rumore.

Questi parametri verranno esaminati in dettaglio qui di seguito.

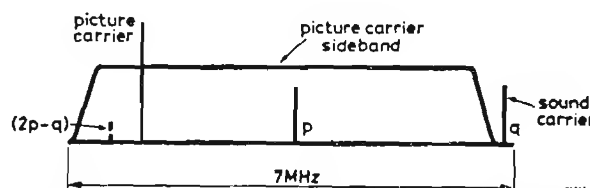


Fig. 1 - Segnale televisivo completo; i fenomeni di intermodulazione tra i segnali con frequenze p e q danno luogo a segnali spuri con frequenza pari a (2p—q).

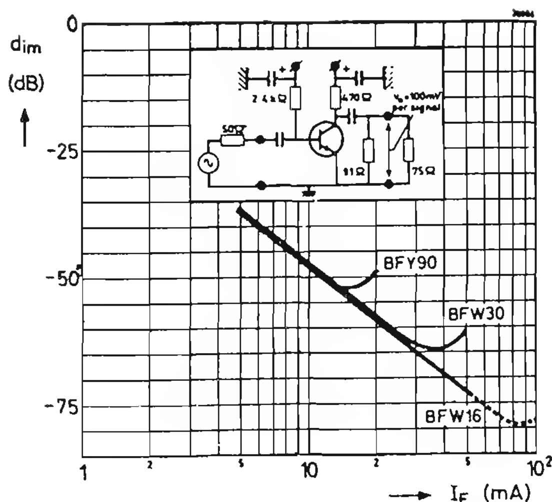


Fig. 2 - Fattori di intermodulazione dei transistori BFY 90, BFW30 e BFW16A in funzione della corrente continua di emettitore I_E (f_p = 183 MHz, f_q = 200 MHz, $f_{(2q-p)}$ = 217 MHz). Le curve dei transistori BFY90 e BFW30 vennero ricavate con V_{CE} = 6 V, mentre la curva di BFW16A venne ottenuta con V_{CE} = 18 V; la parte tratteggiata di quest'ultima curva è stata tracciata per interpolazione.

CRITERI DI VALUTAZIONE E CAUSE DEI FENOMENI DI INTERMODULAZIONE

Quando il *segnale completo* della televisione (sia in bianco e nero che a colori) passa attraverso un amplificatore succede che a causa del comportamento *non lineare* di alcuni componenti attivi (transistori principalmente) possono prodursi molte frequenze spurie. Siccome il segnale della televisione, come appare evidente osservando la fig. 1, è essenzialmente un segnale a *banda larga*, è inevitabile che qualche frequenza spuria a cui abbiamo accennato prima vada a cadere *dentro* questa banda e di conseguenza disturbi l'immagine. Negli amplificatori di banda e negli amplificatori a larga banda, l'interferenza può aver luogo a causa dei segnali presenti nei differenti canali.

La Germania è stata la prima a fissare i livelli di intermodulazione ammissibili nonché a stabilire i sistemi di misura mediante i quali questi livelli possono essere misurati e controllati.

Questo sistema di misura consiste essenzialmente nell'applicare all'amplificatore *due* segnali sinusoidali con frequenze rispettivamente *p* e *q* separati tra loro da 3 MHz, in maniera tale che il prodotto di intermodulazione di terzo ordine (cioè 2p — q) vada a cadere all'interno del canale; le ampiezze di questi due segnali vengono scelte in maniera che questi due segnali abbiano all'uscita la stessa ampiezza. Basandosi su questi criteri, il capitolato tedesco ha posto i seguenti *limiti standard* per ciò che riguarda il fattore di intermodulazone d_{im} e cioè:

per amplificatori di canali televisivi	— 30 dB
per amplificatori di banda	— 69 dB
per amplificatori della banda F.M.	— 50 dB

I tipi di transistori in precedenza nominati sono stati progettati in maniera che, montati in amplificatori ben progettati, soddisfano alle suddette norme.

Per ciò che riguarda più da vicino il *fenomeno della intermodulazione* precisiamo subito che nel caso di impiego come elemento-amplificatore di un transistore, quattro sono le cause che possono dar luogo ai fenomeni di intermodulazione suddetti, e cioè:

— non linearità della caratteristica della giunzione base-emettitore,
— caduta della frequenza di transizione all'aumentare della corrente di emettitore,
— variazione della capacità collettore-base in seguito ad una tensione di uscita a frequenza elevata,
— tosaggio (clipping) della corrente o della tensione di uscita ad alta frequenza.

Per ciò che riguarda il transistore *BFW 16* si è potuto constatare che, se impiegato come amplificatore di canale nelle bande I e III, esso consente di fornire una potenza di uscita di 150 mW senza superare un fattore di intermodulazione di — 30 dB. Ciò è stato possibile progettando il transistore in maniera da ridurre al minimo le prime tre cause di intermodulazione a cui abbiamo accennato pocanzi. Ma, come dimostreremo più avanti, se vogliamo ricavare tutti i vantaggi da questo transistore bisognerà porre la massima attenzione alla regolazione del *punto di lavoro* in continua del transistore e alla scelta della sua *ammettenza di carico.*

Sarà bene innanzitutto esaminare più da vicino le prime tre cause di intermodulazione a cui abbiamo accennato pocanzi e i loro effetti sul buon funzionamento di uno stadio finale funzionante con il transistore *BFW 16.* Per i motivi che spiegheremo più avanti, quanto diremo tra poco si riferirà al transistore montato in un circuito con configurazione a *emettitore in comune.*

Non linearità della caratteristica della giunzione emettitore-base

L'equazione che regola la corrente applicabile alla giunzione emettitore-base è data dalla espressione:

$$I_E = I_{sat} \cdot \exp(qV_{BE}/kT) - I_{sat}, \qquad (1)$$

nella quale

I_{sat} indica la corrente di saturazione della giunzione base-emettitore polarizzata in senso inverso,
q la carica dell'elettrone,
k è la costante di Boltzmann's e
T la temperatura assoluta.

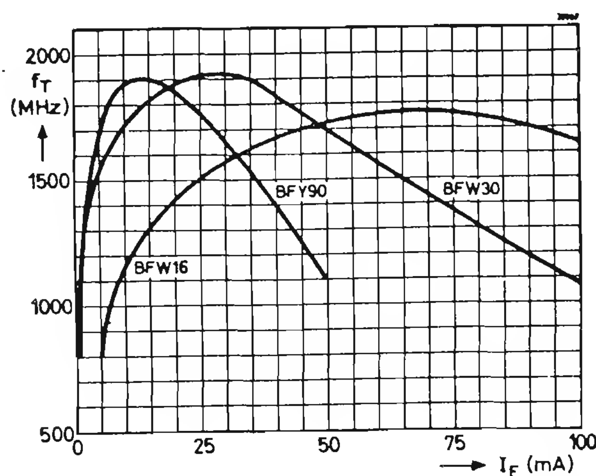


Fig. 3 - Frequenza di transizione f_T dei tre transistori il cui fattore di intermodulazione è stato riportato in fig. 2, espressa in funzione della corrente continua di emettitore I_E. Queste curve sono state ottenute impiegando correnti ad impulsi, con V_{CE} = 6 V per i transistori BFY90 e BFX30, e con V_{CE} = 18 V per il transistore BFW16A.

Siccome in pratica I_E è sempre molto più grande di I_{sat}, l'ultimo termine della precedente equazione può essere trascurato, e pertanto l'equazione (1) potrà essere semplificata nella seguente maniera:

$$I_E \simeq I_{sat} \cdot \exp\,(qV_{BE}/kT). \qquad (2)$$

La variazione *i* di questa corrente dovuta ad una variazione v in V_{BE}, assume il valore di:

$$i = I_E \{\exp\,(qv/kT) - 1\}. \qquad (3)$$

Espandendo il termine esponenziale in una *serie di Taylor*, e sostituendo la resistenza differenziale emettitore-base r_e al posto di kT/qI_E, otterremo la seguente espressione:

$$i = \frac{1}{r_e} \cdot v + \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{r_e^2} \cdot \frac{1}{I_E} \cdot v^2 + \frac{1}{6} \cdot \frac{1}{r_e^3} \cdot \frac{1}{I_E^2} \cdot v^3 + \ldots \qquad (4)$$

Supponendo che tra le frequenze *p* e *q* la differenza sia piccola, e se $i_p = iq$, succederà che $v_p \simeq v_q$; si può inoltre facilmente dimostrare che il fattore di intermodulazione espresso in decibel, dovuto alla non linearità della caratteristica della giunzione base-emettitore, assumerà il valore di:

$$d_{im} = -20 \log \left\{ \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{r_e} \div \left(\frac{1}{6} \cdot \frac{1}{r_e^3} \cdot \frac{1}{I_E^2} \cdot i_{re}^2\, r_e^2 \right) \right\} = -20 \log 4\,(I_E/i_{re})^2, \qquad (5)$$

nella quale

i_{re} indica la corrente in alta frequenza di uno dei segnali che scorre attraverso la resistenza r_e emettitore-base.

Bisogna far presente però che in pratica il fattore di intermodulazione assume valori sempre inferiori a quello dato dall'equazione (5); e ciò per il semplice motivo che la derivazione di questa equazione è basata sulla gratuita supposizione che la resistenza emettitore-base sia direttamente collegata a due sorgenti di tensione *ideali* aventi resistenza interna zero. In pratica noi sappiamo che la resistenza della sorgente ha sempre un certo valore, e che ciò tende a migliorare le caratteristiche di intermodulazione.

Nella fig. 2 si può vedere l'andamento del fattore di intermodulazione d_{im} dei transistori *BFY 90, BFW 30* e *BFW 16A*; il fattore di intermodulazione d_{im} è espresso in questo caso in funzione della corrente continua di emettitore I_E. Questi grafici furono rilevati nel circuito indicato nella stessa figura 2 nella quale i_{re} (e cioè $v_o/37{,}5\,\Omega$) assumeva un valore costante. L'andamento lineare di queste curve riflette la diminuzione del fattore di intermodulazione all'aumentare della corrente di emettitore I_E come appunto risulta dal-equazione (5).

Diminuzione della frequenza di transizione

E' noto che ad elevate densità di corrente, la giunzione base-collettore viene ad essere « spostata » in direzione del contatto del collettore (si verifica cioè l'*effetto Kirk*); questo comportamento tende ad aumentare da un lato lo spessore della base e dall'altro ad abbassare la frequenza di transizione f_T. Questo particolare fenomeno appare evidente se si osserva la fig. 3 nella quale è riportato l'andamento della frequenza di transizione f_T di alcuni transistori (BFY 90, BFW 30 e BFW 16A) in funzione della corrente di emettitore I_E. I fenomeni di intermodulazione che questo fatto dà luogo sono indicati dalle porzioni ad andamento *non lineare* nelle curve di fig. 2.

Se confrontiamo i due grafici possiamo facilmente osservare che il fattore di intermodulazione raggiunge il suo *minimo valore* in corrispondenza di valori di corrente di emettitore per il quale la frequenza di transizione raggiunge il suo massimo valore. Partendo da questo dato di fatto, e confrontando ancora le due serie di curve è facile dedurre che una frequenza di transizione che raggiunga il suo massimo in corrispondenza di *elevati* valori di I_E, è sempre da preferire, agli effetti dell'intermodulazione, ad una frequenza di transizione che raggiungesse il suo massimo in corrispondenza di *bassi* valori di I_E; ciò per il semplice fatto che nel primo caso il transistore può essere *regolato* in maniera da lavorare con corrente di emettitore di valore più elevato. Oltre a ciò, quando si hanno correnti più elevate di quelle in corrispondenza della quale la frequenza di transizione raggiunge il suo massimo è preferibile che la curva presenti una pendenza (fall-off) dolce e graduale anziché una pendenza repentina e improvvisa. Questo comportamento lo si può riscontrare nella curva f_T / I_E del transistore *BFW 16A* di fig. 3.

Si deve inoltre tener presente che in quella porzione della curva dove la frequenza di transizione subisce un forte aumento, l'intermodulazione non viene più a dipendere dalla pendenza della curva $f_T = f(I_E)$. In detta porzione, la frequenza di transizione f_T è data dall'espressione:

$$f_T = 1/2\,\pi\, r_e C_e$$

nella quale,

C_e è la capacità base-emettitore che si mantiene sostanzialmente costante in detta regione. In questa regione, la frequenza di transizione f_T aumenta all'aumentare di I_E in quanto r_e tende a diminuire via via che I_E tende ad aumentare.

Concludendo possiamo pertanto dire che in questa regione i fenomeni di intermodulazione sono da imputare esclusivamente alla *non linearità della caratteristica della giunzione base-emettitore.*

Variazione della capacità collettore-base

E' noto che quando ai capi della giunzione base-collettore viene applicata una tensione a frequenza elevata, ciò dà luogo una variazione ciclica nello *spessore* della zona di svuotamento della giunzione stessa (depletion layer); anche questa variazione di spessore della zona di svuotamento della giunzione è purtroppo causa di fenomeni di intermodulazione. Evidentemente, questa variazione ciclica dello spessore della zona di svuotamento si tradurrà in pratica in una corrispondente variazione della capacità della giunzione collettore-base, e cioè di C_{cb}.

Questo interessante comportamento è illustrato da

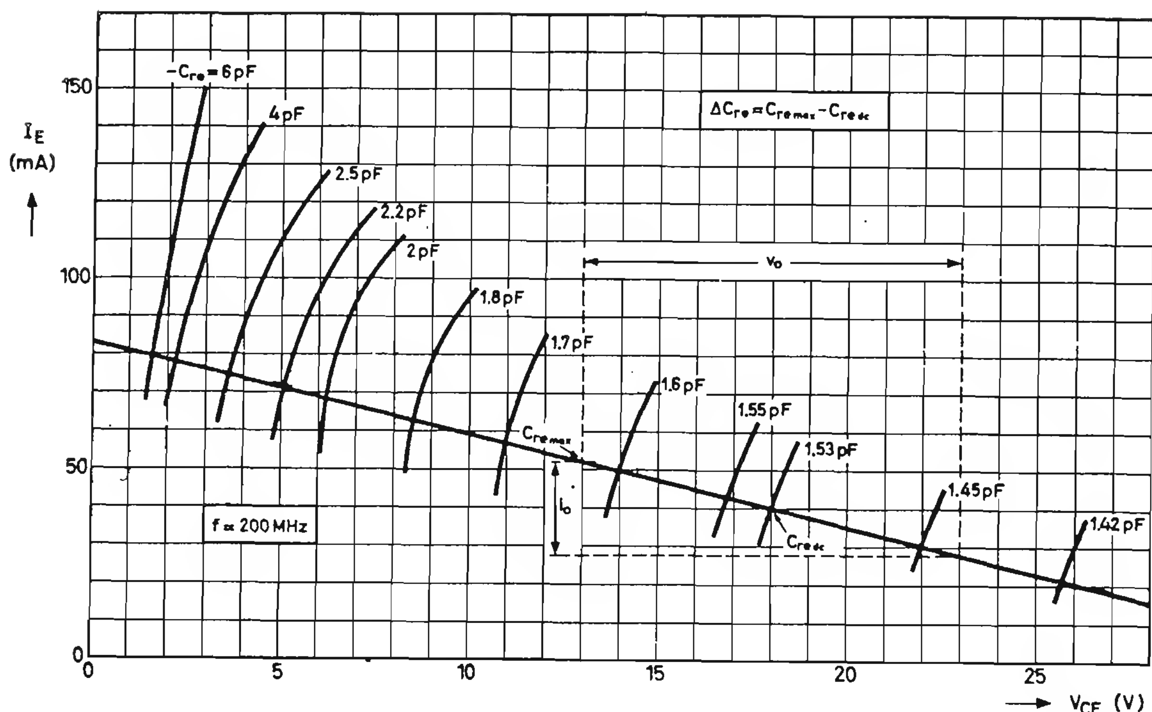


Fig. 4 - Curve della capacità costante inversa $-C_{re}$ del transistore BFW16A, (misurate a 200 MHz) sovrapposte alla retta di carico in alta frequenza ($R_L = 390\,\Omega$).

grafico di fig. 4 nel quale abbiamo sovrapposto alcune curve a capacità inversa $-C_{re}$ costante (che poi non è altro che la reale misura di C_{cb}), su una *retta di carico* in alta frequenza tracciata per una ammettenza di carico di cui la *parte reale* è data da $R_L = 390\,\Omega$.

Il grafico di fig. 4 indica chiaramente che in corrispondenza di bassi valori di V_{CE}, minime variazioni di detta tensione produrranno pronunciate variazioni della $-C_{re}$; oltre a ciò, in questa stessa porzione della retta di carico anche le variazioni di corrente eserciteranno una notevole influenza. All'altra estremità della retta di carico, e cioè in corrispondenza di elevati lori di V_{CE}, gli effetti delle variazioni della tensione e della corrente si faranno invece sentire molto di meno.

Rimane comunque appurato che in qualsiasi punto della retta di carico in alta frequenza, *sono le variazioni di tensione* più che le variazioni di corrente che influiscono maggiormente su $-C_{re}$.

Concludendo possiamo affermare che le variazioni della capacità inversa ($-C_{re}$), e cioè:

$$\Delta C_{re} = C_{re\,max} - C_{re\,cc}$$

dipenderanno dalla potenza di uscita, dalla pendenza della retta di carico e dal particolare punto di valore scelto su detta retta.

EFFETTO DELLE CAUSE DI INTERMODULAZIONE IN PRECEDENZA ESAMINATE SUL FUNZIONAMENTO PRATICO DEL TRANSISTORE

Abbiamo esaminato le cause dei fenomeni di intermodulazione che possono verificarsi negli amplificatori di antenna; abbiamo visto che nei normali transistori, queste cause non consentono di raggiungere potenze di uscita elevate.

Vediamo ora di valutare *quantitativamente* queste stesse cause su un transistore particolarmente studiato per questo impiego, e cioè, il *BFW 16A* montato in uno stadio finale e lavorante alla frequenza centrale del canale 9 e cioè su 205 MHz. Anche in questo caso esamineremo le condizioni che debbono essere realizzate per raggiungere il più basso livello di intermodulazione possibile.

La fig. 5 riporta il circuito nel quale tale misure sono state effettuate, mentre la fig. 6 indica mediante uno schema a blocchi, la tecnica della misura.

A proposito della fig. 6 si deve subito osservare che l'attenuatore fisso a 10 dB inserito in questo schema a blocchi tra il circuito da misurare e l'interruttore del cavo coassiale serve soltanto a proteggere il transistore. Succede infatti che quando l'attenuatore a scatti (step attenuator) viene commutato da una posizione all'altra, il suo ingresso risulta per un brevissimo istante aperto; senza la protezione fornita dall'attenuatore fisso da 10 dB, succederebbe che il transistore andrebbe progressivamente incontro a dei danni o addirittura alla sua distruzione a causa del disadattamento.

Con il sistema di misura di fig. 6 si sono potuti valutare i fattori di intermodulazione d_{in} riportati in fig. 7, in funzione della corrente di emettitore I_E e in differenti condizioni di lavoro.

Difatti, nella fig. 7a possiamo vedere l'andamento del fattore di intermodulazione ad una potenza di uscita fissa di 20 mW per ciascuna delle frequenze rispettivamente *p* e *q* (202 MHz e 205 MHz); il parametro è rappresentato, in questo caso, dalla tensione collettore-emettitore V_{CE}.

La fig. 7b indica invece l'effetto di un eventuale aumento della potenza di uscita in alta frequenza mantenendo costante il valore di V_{CE} (18 V).

La fig. 7c vuole indicare l'andamento degli stessi parametri di fig. 7b ma variando la resistenza di carico cioè passando da 390 Ω a 220 Ω.

Osservando attentamente le tre famiglie di curve riportate in figura 7 si può facilmente vedere l'influenza su di esse delle cause che producono l'intermodulazione stessa in precedenza esaminata.

Per esempio, l'intermodulazione causata dalla *non-linearità* della caratteristica della giunzione base-emettitore è messa in evidenza dal tratto *a-b* nelle curve di

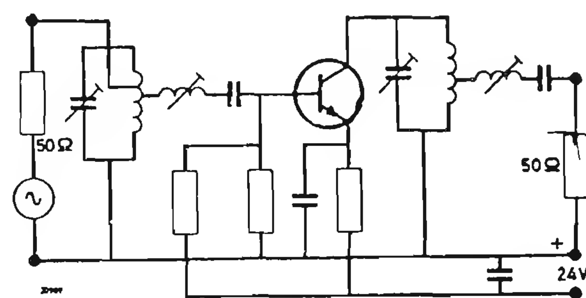


Fig. 5 - Circuito impiegato per la misura e la valutazione delle cause che danno origine al fenomeno dell'intermodulazione.

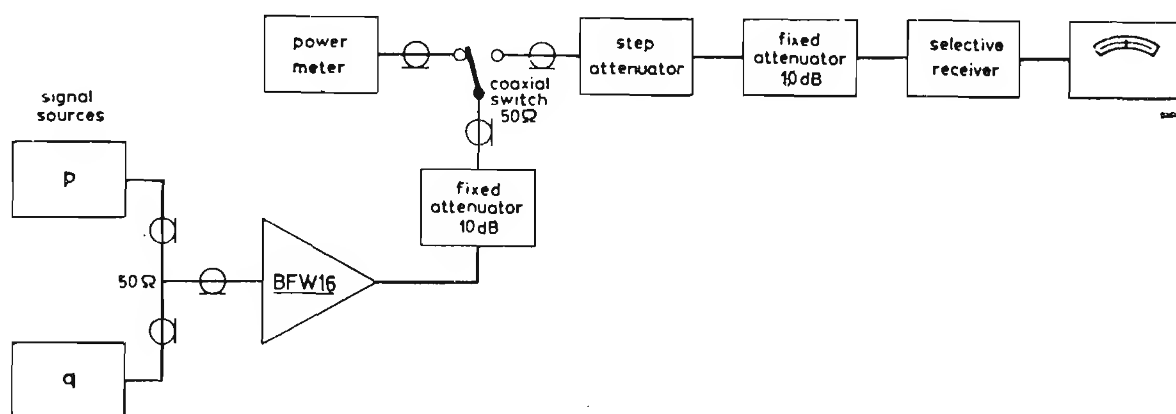


Fig. 6 - Sistema di misura per il rilievo dei fenomeni di intermodulazione.

fig. 7. Questa parte delle tre curve è in perfetto accordo con quanto espresso nell'equazione (5) la quale indicava che i fenomeni di intermodulazione dovuti a questa causa tendono a *diminuire* via via che la corrente di emettitore I_E tende ad *aumentare*, e che inoltre la corrente in alta frequenza i_{re} attraverso la resistenza base-emettitore r_e tende a *diminuire*.

Ciò significa in altre parole che per uguali valori della potenza di uscita P_o e della corrente di emettitore I_E, e di conseguenza per valori uguali di i_{re}, le porzioni *a-b* delle curve devono coincidere e devono dirigersi verso il basso via via che la corrente di emettitore I_E tende ad aumentare. Ciò è messo molto in evidenza dalle curve riportate nella fig. 7a. Le porzioni *a-b* delle curve riportate nelle fig. 7b e 7c si dirigono verso l'alto all'aumentare della potenza di uscita P_o, o in altre parole, all'aumentare del valore di i_{re}.

Confrontando le curve di fig. 7 con quelle riportate in fig. 4, è facile dimostrare che le porzioni *b-c* di dette curve indicano effettivamente l'andamento del fenomeno dell'intermodulazione prodotto dalla variazione della capacità base-collettore. In fig. 7a, l'intermodulazione tende a diminuire via via che aumenta il valore di V_{CE}. Ciò è in perfetto accordo con quanto illustrato dal grafico di fig. 4 il quale, come abbiamo visto, indica che ΔC_{re} tende a diminuire tutte le volte che tende ad aumentare il valore di V_{CE}.

Le figure 7a e 7b indicano inoltre come, a bassi valori di potenza di uscita (per es. 10 mW oppure 20 mW), le porzioni *b-c* di dette curve presentano un an-

TABELLA 1 - Potenza di uscita degli amplificatori di antenna impieganti i transistori BFW 16A, BFW 17, BFX 89, BFY90 e BFW30. (Il progetto completo di questi amplificatori di antenna è stato riportato in un precedente articolo) (¹).

banda	amplificatori di banda			amplificatori di canale			amplificatori a larga banda	
	I	III	IV/V	I	II	III	I+II+III+IV/V	
frequenza	47-68	174-230	470-860	47-68	87.5-108	174-230	40-860	MHz
fattore di intermodulazione	— 30	— 30	— 30	— 60	— 50	— 60	— 60	dB
potenza di uscita	150	150	80	10	25	10	—	mW
tensione di uscita	—	—	—	—	—	—	70 (> 50 Ω)	mV

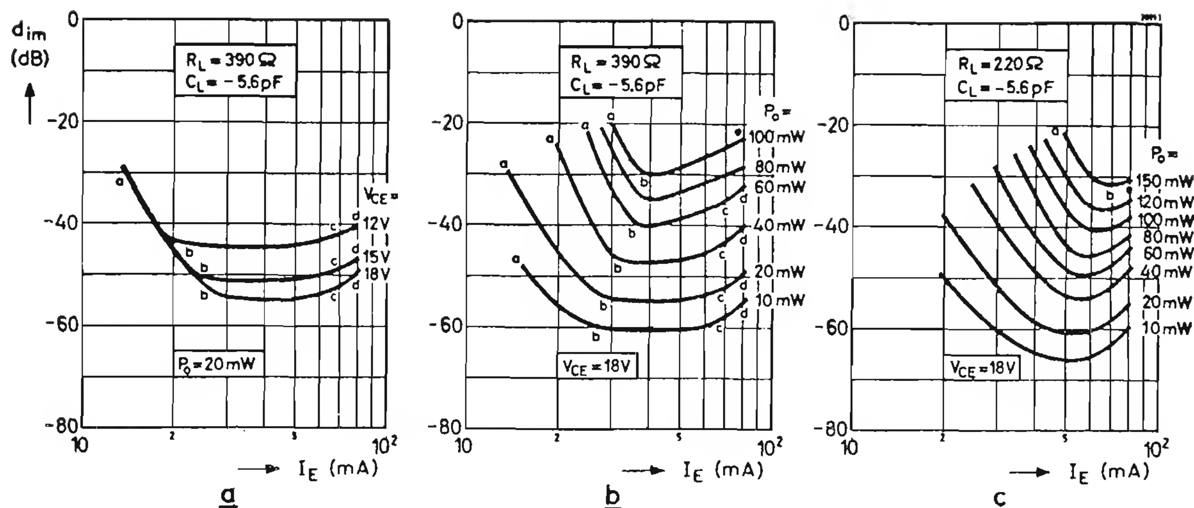


Fig. 7 - Fattori di intermodulazione d_{im} misurati alla frequenza di 205 MHz, in differenti condizioni di lavoro, in uno stadio finale equipaggiato con il transistore BFW16A.

damento pressoché orizzontale entro una gamma di correnti di emettitore abbastanza larga. Ciò sta ad indicare che a bassi valori di potenza di uscita e ad elevati valori di V_{CE}, un punto di lavoro *a corrente elevata* darà un po più di intermodulazione che un punto di lavoro *a corrente più bassa*. Anche questo comportamento si ricava osservando la fig. 4 dalla quale appare molto chiaro che quando la potenza di uscita è di poca entità mentre è elevato il valore di V_{CE}, la corrente di emettitore I_E ha una influenza del tutto trascurabile su ΔC_{re}.

La fig. 7b indica anche che quando la potenza di uscita è elevata (per es. 40 mW oppure 60 mW), l'intermodulazione indicata dalle porzioni *b-c* delle curve, tende ad aumentare all'aumentare della corrente di emettitore I_E. Anche questo comportamento è in perfetto accordo con quanto riportato nella figura 4 dalla quale si può facilmente rilevare che a valori elevati della potenza di uscita, ΔC_{re} tende ad aumentare considerevolmente all'aumentare della corrente di emettitore I_E. Sempre la fig. 7b dimostra che i fenomeni di intermodulazione tendono a diminuire tutte le volte che la potenza di uscita tende a diminuire; e anche questo comportamento è in perfetto accordo con quanto illustrato nel grafico di fig. 4.

E' possibile infine illustrare la stretta interdipendenza esistente tra i fattori di intermodulazione indicati dalle porzioni *b-c* delle fig. 7a e 7b, e i corrispondenti valori di ΔC_{re}. Questa dimostrazione venne eseguita nella seguente maniera.

Per un dato punto di lavoro, supponiamo $I_E = 40$ mA, $V_{CE} = 18$ V, e $R_L = 390\,\Omega$, si cercò di valutare la variazione della capacità inversa ΔC_{re} per mezzo della fig. 4, per una potenza di uscita (a due segnali) di 10 mW, 20 mW, 40 mW e 60 mW per segnale. Questo valore venne espresso in funzione del corrispondente valore di d_{im} derivato dalla fig. 7.

La suddetta procedura venne ancora ripetuta per un carico $R_L = 390\,\Omega$, ma in questo caso variando i punti di lavoro in cc e le potenze di uscita. Il risultato fu che tutti i punti dati dai valori d_{im} giacenti nelle porzioni *b-c* e dai corrispondenti valori di ΔC_{re} venivano a trovarsi molto vicino alla linea retta di fig. 8 mentre quelli per altri valori di d_{im} non facevano la stessa cosa.

Ritornando alla fig. 7 notiamo infine che le porzioni *c-d* di questa figura, ed in particolare della figura 7a e 7b, hanno questo andamento a causa della caduta (fall-off) della frequenza di transizione all'aumentare della corrente di emettitore; anche questo comportamento si può illustrare nella seguente maniera.

Riprendendo in esame la fig. 3 vediamo che il punto in corrispondenza del quale la frequenza di transizione f_T comincia a diminuire viene a trovarsi per il transistore BFW 16A in corrispondenza di un valore della corrente diretta di emettitore I_E di circa 70 mA. A causa di questa diminuzione della frequenza di transizione, succede che a valori più elevati di I_E, i fenomeni di intermodulazione tendono ad accentuarsi come appunto indicato in fig. 7. Siccome l'entità della escursione della corrente i_o verso una parte e l'altra del punto di lavoro in continua I_E varia al variare dell'ampiezza del segnale, l'intermodulazione corrispondente al punto di lavoro *c* dovrà necessariamente aumentare all'aumentare della potenza di uscita. Grazie però all'andamento piatto della curva $f_T = f(I_E)$ il punto *c* rimarrà molto vicino al valore della corrente di emettitore $I_E = 70$ mA.

MESSA A PUNTO DEL TRANSISTORE BFW 16 A

Quando il transistore BFW 16A viene impiegato nello stadio finale di un amplificatore di canale nella banda I oppure III, i fenomeni di intermodulazione prodotti dalle tre cause a cui abbiamo accennato in precedenza sono del tutto trascurabili; in questo caso, la causa principale che può dare origine a fenomeni di intermodulazione è da ricercarsi esclusivamente nel « taglio » che subiscono le tensioni e le correnti in alta frequenza. Questo taglio dipende esclusivamente dalla ammettenza di carico e dalla regolazione in corrente continua del transistore.

Qui di seguito esamineremo dettagliatamente la natura di queste cause di intermodulazione.

Taglio della tensione e della corrente di uscita in alta frequenza

Siccome i segnali di uscita alle frequenze rispettivamente p e q debbono avere una stessa ampiezza nelle condizioni in cui viene effettuata la misura dell'intermodulazione, i valori di picco massimo rispettivamente della corrente e della tensione di questi segnali ammonteranno a:

$$v_{o\,max} = (V_{CE} - V_{CEK})/2, \quad (6)$$

$$\hat{i}_{o\,max} = I_C/2, \quad (7)$$

nella quale,

V_{CE} = tensione continua collettore-emettitore,
V_{CEK} = tensione di ginocchio a radio frequenza,
I_C = corrente continua di collettore.

Pertanto, la potenza massima di uscita indistorta in alta frequenza dell'uno e dell'altro segnale sarà:

$$P_{o\,max} = I_C\ (V_{CE} - V_{CEK})/8. \quad (8)$$

Per essere sicuri che il « taglio » della corrente e della tensione avvenga, per lo stesso valore di ampiezza del segnale, in corrispondenza del punto di lavoro in continua scelto (vedi fig. 9), la parte reale dell'ammettenza di carico Y_L dovrà corrispondere ad una resistenza di valore pari a:

$$R_L = (V_{CE} - V_{CEK})/I_C. \quad (9)$$

Oltre a ciò, « conditio sine qua non » per avere la massima potenza di uscita è che la sorgente riportata nel circuito equivalente di fig. 10, fornisca corrente soltanto alla parte reale della ammettenza del carico; e questa condizione potrà realizzarsi solo nel caso in cui tutti i componenti passivi della capacità di uscita del transistore risultino accordati dalla componente induttiva del carico, e cioè, in altre parole, solo se nella configurazione ad emettitore comune, sarà valida l'eguaglianza:

$$-C_L = C_{oe}, \quad (10)$$

nella quale,

$-C_L$ = induttanza del carico considerata come una capacità negativa,
C_{oe} = capacità di uscita del transistore quando il suo ingresso viene posto in cortocircuito.

Pertanto, se l'unica causa che può dar luogo a fenomeni di intermodulazione è costituita dal « taglio » della corrente e della tensione, e se entrambi questi parametri sono uguali, avremo la massima potenza di uscita di ciascun segnale solo quando l'ammettenza del carico avrà un valore tale da soddisfare alle equazioni (9) e (10).

Siccome la tensione di ginocchio a radiofrequenza V_{CEK} del transistore BFW 16A ha pressapoco il valore di 1,5 V, la massima potenza di uscita indistorta $P_{o\,max}$ dei due segnali rispettivamente p e q per V_{CE} = 18 V sarà uguale a:
82,5 mW per una regolazione cc di I_E = 40 mA, oppure 144 mW per una regolazione cc di I_E = 70 mA.

L'effetto che ha sull'intermodulazione il taglio contemporaneo della corrente e della tensione si può notare nelle curve in alto delle figure rispettivamente 7b e 7c. Supponendo di ammettere in un amplificatore di canale un valore massimo di intermodulazione

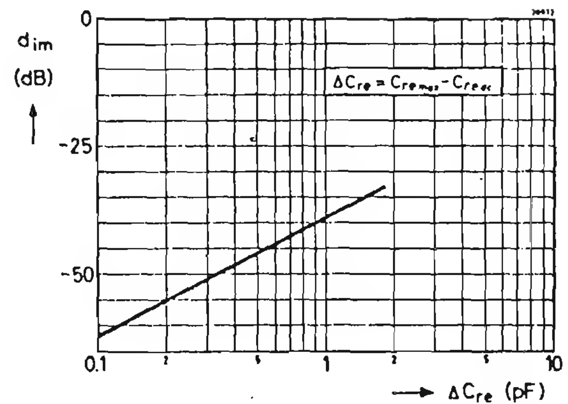


Fig. 8 - I valori di d_{im} riguardanti le porzioni b-c delle curve indicate in fig. 7, vengono a trovarsi molto vicini alla linea retta nel caso in cui essi vengano espressi in funzione della variazione della capacità inversa ΔC_{re} ricavata dalla fig. 4.

uguale a — 30 dB, sarà possibile ottenere con una regolazione cc di 40 mA, una potenza di uscita di circa 100 mW (fig. 7b), e di circa 150 mW con una regolazione cc di 70 mA (fig. 7c); ovviamente, i suddetti valori di potenza di uscita si possono ottenere solo nel caso in cui si riesca ad ottenere l'optimum nell'ammettenza di carico. E nelle prove di laboratorio l'optimum dell'ammettenza di carico per i punti di lavoro in cc suddetti venne ottenuto rispettivamente con:

$$R_L = 390\,\Omega \text{ e } -C_L = 5{,}6\text{ pF}$$

e

$$R_L = 220\,\Omega \text{ e } -C_L = 5{,}6\text{ pF},$$

Questi valori di R_L vanno perfettamente d'accordo con quelli dati dall'equazione (9); dal canto suo la capacità negativa soddisfa in tutto la condizione $-C_L = C_{oe}$, come appunto indicato dall'equazione (10). Nel circuito nel quale vennero effettuate queste misure, la capacità di uscita C_{oe} del transistore cortocircuitato assunse il valore di 4 pF (capacità propria del transistore) alla quale si aggiunsero 1,6 pF dovuti al montaggio del transistore su un disco di ossido di berilio inserito tra il contenitore e lo chassis.

Le curve riportate in fig. 7 indicano che le potenze di uscita ottenibili con I_E = 40 mA e I_E = 70 mA sono leggermente superiori alle potenze massime indistorte ottenute attraverso il calcolo. Ciò significa, in altre parole, che effettivamente qualche fenomeno di taglio di corrente e di tensione in alta frequenza ha luogo. Questo taglio di corrente ha luogo in corrispondenza di correnti continue di emettitore *più basse* di quelle quotate in precedenza; ed è appunto in corrispondenza di correnti più elevate che il taglio di tensione tende ad aumentare. Quest'ultimo effetto deve essere imputato alla tendenza della tensione di ginocchio in alta frequenza V_{CEK} ad aumentare all'aumentare della corrente continua di emettitore I_E (vedi fig. 9). In definitiva quindi, l'aumento del taglio della corrente e della tensione tende a peggiorare alla massima potenza di uscita il fattore di intermodulazione portandolo al di sopra del minimo livello tollerabile di — 30 dB.

L'andamento delle porzioni *b-c* delle curve della fig. 7b e 7c è da attribuire al taglio di tensione, mentre l'andamento delle porzioni *a-b* delle stesse curve è da imputare in parte al taglio della corrente e i

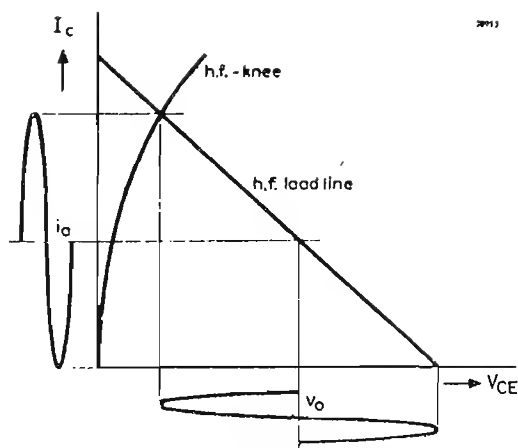


Fig. 9 - Massima escursione della tensione v_o, della corrente i_o in alta frequenza per un dato punto di lavoro in corrente continua.

parte alla non linearità della caratteristica della giunzione base-emettitore. Effettivamente si verifica un taglio di corrente tutte le volte che I_E risulta inferiore a $2i_o \sqrt{2}$.

Prove pratiche hanno dimostrato che per frequenze molto più basse di quelle alle quali vennero ricavate le curve di fig. 7, l'equazione (10) (la quale come è noto definisce la parte immaginaria dell'ammettenza di carico) non è più valida. Pertanto, per avere uno stesso valore di intermodulazione per uno stesso valore di potenza di uscita, si dovrà dare a C_L un valore molto più elevato di quello indicato dall'equazione (10).

Massima potenza di uscita ad un fattore di intermodulazione di — 60 dB

Siccome la causa principale di intermodulazione da prendere in considerazione quando si ritiene accettabile un valore di intermodulazione di — 30 dB è costituita dal taglio della corrente e della tensione, è evidente che il transistore BFW16A, potrà fornire la a massima potenza di uscita solo negli *amplificatori di canale*. Viceversa, *negli amplificatori di banda* nei quali, come abbiamo visto, il livello di intermodulazione ammissibile deve essere — 60 dB, le cause principali che possono dar luogo a fenomeni di intermodulazione sono, la non-linearità della caratteristica della giunzione base-emettitore, la diminuzione repentina (fall-off) della frequenza di transizione all'aumentare della corrente di emettitore, ed infine la variazione della capacità base-collettore. Pertanto, per ottenere la *massima* potenza di uscita in corrispondenza di questo molto basso livello di intermodulazione è assolutamente necessario scegliere un *punto di lavoro* e un valore della *ammettenza di carico* tali che tutti e tre le suddette cause concorrano in uguale misura a produrre i fenomeni di intermodulazione in questione.

Qui di seguito illustreremo brevemente la procedura per ottenere la suddetta condizione.

Innanzitutto, verrà sfruttato il fatto che la tensione di uscita in alta frequenza v_o ha, nei confronti della capacità inversa — C_{re}, una maggiore influenza della corrente di uscita i_o (vedi fig. 4). Pertanto, sarà possibile per un dato valore della potenza di uscita P_o, ridurre la variazione della capacità ΔC_{re} riducendo v_o ed aumentando contemporaneamente i_o; o in altre parole, diminuendo R_L. In conseguenza di ciò si nota dal confronto delle figure 7b e 7c che le porzioni *a-b* di queste curve risultano spostate verso sinistra mentre le porzioni *b-c* si dirigono verso il basso.

Questo interessante comportamento è illustrato nuovamente nella fig. 11 nella quale abbiamo ritracciato le curve delle figure 7b e 7c in maniera però da mostrare quello che succede quando si diminuisce R_L. Si vede chiaramente come in tutti i casi la curva risulta spostata verso il basso e verso sinistra; lo spostamento a sinistra, che dà luogo ad un aumento dei fenomeni di intermodulazione, sarà da imputare alla non-linearità della caratteristica della giunzione base-emettitore, mentre la diminuzione dei fenomeni di intermodulazione che ha luogo nel tratto abbassato della curva, sarà dovuto alla variazione della capacità inversa.

CRITERI PER LA SCELTA DELLA CONFIGURAZIONE CIRCUITALE DA ADOTTARE PER IL TRANSISTORE BFW 16 A.

Siccome montato nella configurazione circuitale con *base in comune*, il transistore BFW16A darebbe luogo, alle frequenze elevate, a fenomeni di instabilità, si consiglia di montarlo nella configurazione con *emettitore in comune*. Ad ogni modo, in entrambe le suddette configurazioni, l'ammettenza di uscita del transistore sarà data da:

$$Y_o = y_{22} - y_{12}y_{21}/(y_{22} + Y_S), \quad (11)$$

nella quale, Y_S indica l'ammettenza della sorgente.

Nella configurazione circuitale a base in comune, la reazione del transistore, rappresentata dal secondo termine nella parte destra dell'equazione (11), tenderebbe a diminuire le ammettenze rispettivamente di ingresso e di uscita, e di conseguenza, produrrebbe una minore stabilità di funzionamento del transistore.

Viceversa, nella configurazione circuitale con emettitore in comune, l'effetto della reazione è quello di aumentare entrambe le ammettenze, e di conseguenza di migliorare considerevolmente la stabilità di funzionamento del transistore.

Questo non significa però che basti semplicemente montare il transistore in un circuito con emettitore in comune per non andare incontro ad alcun fenomeno di instabilità di funzionamento del transistore medesimo. Al contrario, nella realizzazione pratica dell'amplificatore si dovranno mettere in atto tutte quelle precauzioni classiche che evitano l'insorgere di oscillazioni parassite.

In fig. 12 riportiamo un circuito che può servire da esempio tipico di *trasformazione* di un normale amplificatore in un oscillatore qualora non vengano adottate le precauzioni a cui abbiamo accennato poc'anzi.

Supponiamo infatti che l'amplificatore riportato in fig. 12a sia stato accordato alla frequenza di 205 MHz, e cioè alla frequenza centrale del canale 9. Se questo circuito non è ben progettato succederà che alle frequenze elevate esso si « trasformerà » nel noto circuito oscillatore *Hartley* riportato in fig. 12b. Infatti, alle frequenze superiori a circa 220 MHz, i circuiti accordati in parallelo, rispettivamente I e II,

risulteranno in cortocircuito. Succederà inoltre che in corrispondenza di quel particolare valore di frequenza per cui il condensatore C1 insieme all'induttanza dispersa della rimanente parte del circuito di ingresso forma un circuito accordato in serie, la base del transistore risulterà effettivamente *collegata a massa*. E' evidente quindi che se non si provvede a disaccoppiare opportunamente l'emettitore in maniera che esso non presenti una componente induttiva, il nostro amplificatore si trasformerà in un vero e proprio oscillatore di tipo Hartley.

Un tale rischio può essere eliminato impiegando un circuito di ingresso e di uscita come quelli riportati in fig. 5, e assicurandosi che non sia presente alcuna induttanza fra l'emettitore e massa; ciò significa in pratica che l'emettitore dovrà risultare disaccoppiato fino a quelle frequenze elevate in corrispondenza delle quali potrebbero verificarsi fenomeni di instabilità (il condensatore di disaccoppiamento dovrebbe essere preferibilmente del tipo a disco).

Oltre ad eliminare i fenomeni di instabilità, il montaggio del transistore nella configurazione con emettitore in comune, offre notevoli facilitazioni perciò che riguarda le esigenze di *adattamento* del circuito di uscita richieste di regola negli amplificatori di antenna. Grazie infatti alla reazione che ha luogo attraverso la capacità collettore-base è possibile, regolando l'ammettenza della sorgente Y_S del transistore, adattare la sua uscita a quel valore di ammettenza di carico richiesta per avere il minimo valore di intermodulazione. Il motivo di questo comportamento trova la sua logica spiegazione qualora si esamini ancora una volta l'equazione (11). Infatti, se non si avesse assolutamente reazione, il secondo termine della parte sinistra dell'equazione si annullerebbe, ed in questo caso Y_o risulterebbe uguale a y_{22}; succederebbe allora che in entrambe le configurazioni sia con base in comune che con emettitore in comune, l'ammettenza di uscita del transistore risulterebbe molto bassa.

Nella configurazione circuitale con base in comune, l'effetto della reazione non è altro che quello di *ridurre* ulteriormente l'ammettenza di uscita rendendo in questa maniera estremamente difficile l'adattamento del transistore all'ammettenza di carico in maniera tale da ottenere un basso livello di intermodulazione. Viceversa, nella configurazione con emettitore in comune, l'effetto della reazione è quello di *aumentare* la suddetta ammettenza; in questo caso, pertanto sarà possibile adattare il transistore al valore ottimo della ammettenza di carico semplicemente regolando l'ammettenza della sorgente Y_S. (Si deve far presente però che questo sistema di adattamento non è compatibile con eventuali circuiti di neutralizzazione dato che esso tende a mantenere su bassi valori l'ammettenza di uscita del transistore; la neutralizzazione non è quindi consigliata in questi casi).

AMPLIFICATORI DI ANTENNA A MOLTI STADI

Fino a questo punto della nostra trattazione abbiamo esaminato il comportamento del transistore BFW 16A impiegato soltanto nello *stadio finale* di un amplificatore di antenna. Di questo transistore abbiamo esaminato molto dettagliatamente tutte le cause che possono produrre fenomeni di intermodulazione, ma in un amplificatore completo non è solo il fenomeno di intermodulazione che deve essere tenuto presente

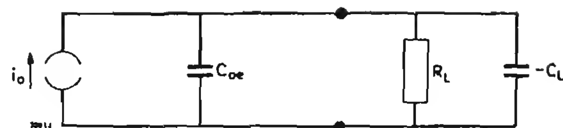


Fig. 10 - Circuito equivalente di uscita di un transistore con la sua ammettenza di carico.

bensì anche il *guadagno di potenza* dell'amplificatore nonché il rapporto segnale/rumore caratteristico dell'amplificatore.

Per ciò che riguarda le caratteristiche del rumore si deve tener presente che per avere risultati soddisfacenti sotto questo punto di vista è necessario regolare su un valore abbastanza basso la corrente continua di emettitore del transistore di ingresso; abbiamo visto però che riducendo la corrente continua di emettitore il transistore può dar luogo a fenomeni di intermodulazione a meno che non si richieda da esso una potenza di uscita estremamente bassa. E' evidente però che se da un amplificatore di antenna a due stadi si desidera una discreta potenza di uscita, si potrà far lavorare il transistore di ingresso con una bassa corrente di emettitore (e quindi con bassa potenza di uscita) solo nel caso in cui lo stadio finale dell'amplificatore abbia un guadagno elevato.

Ecco quindi che al transistore finale di un amplificatore di antenna non si richiede soltanto che lavori in maniera tale da dare scarsi fenomeni di intermo-

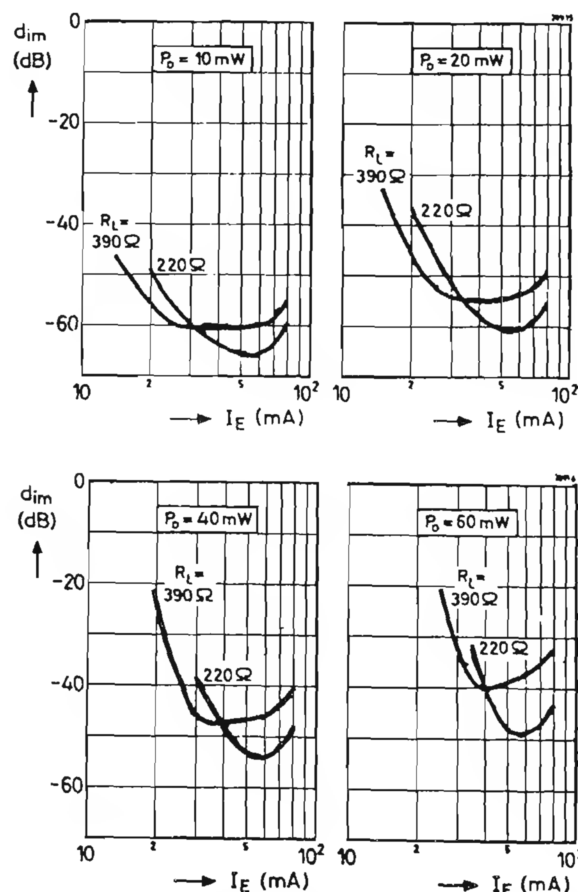


Fig. 11 - Curve $d_{im} = f(I_E)$ per potenze di uscita uguali ma con differenti valori di R_L, tracciate per sovrapposizione ($V_{CE} = 18\,V$).

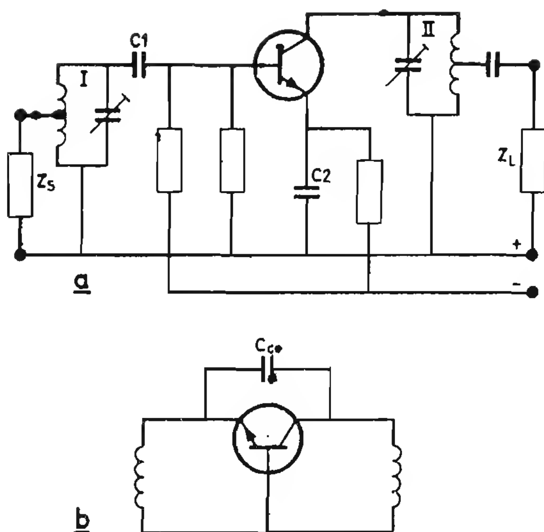


Fig. 12 - (a) Circuito non raccomandato per la realizzazione dello stadio finale di un amplificatore di antenna. Se tale circuito non è progettato attuando le precauzioni citate nel testo, esso, alle alte frequenze, si comporterà come l'oscillatore Hartley di fig. (b).

dulazione ma che fornisca anche un considerevole guadagno di segnale. Se infatti il guadagno dello stadio finale è insufficiente, l'amplificatore non sarà in grado di fornire l'optimum della massima potenza di uscita; è evidente quindi che in questo caso il comportamento dell'amplificatore agli effetti della intermodulazione risulterà determinato dal primo stadio, e di conseguenza, i bassi livelli di intermodulazione forniti dal transistore finale non saranno in pratica di alcun giovamento.

In proposito sarà bene sottolineare il fatto che il transistore BFW16A ha la caratteristica di presentare un ottimo comportamento agli effetti della intermodulazione e un guadagno elevato entro tutta la banda completa delle frequenze TV e cioè, I, II, III e IV/V (da 40 MHz a 860 MHz).

Da parte sua le caratteristiche che dovrà possedere il transistore d'ingresso dell'amplificatore di antenna possono essere così riassunte:

- basso valore di rumore entro tutta la gamma delle frequenze amplificate cioè da 40 MHz a 860 MHz anche nel caso in cui venga fatto funzionare con una corrente di emettitore elevata;
- ottimo comportamento agli effetti della intermodulazione;
- guadagno di potenza elevato.

L'ultima di queste caratteristiche, e cioè, l'elevato guadagno di potenza è desiderabile per far si che il contributo del transistore finale agli effetti del rumore complessivo dell'amplificatore risulti estremamente basso. (Si tenga presente che il transistore finale viene regolato per un valore elevato della corrente continua di emettitore).

Alle suddette esigenze soddisfa il transistore BFY 90 che è stato appositamente sviluppato per essere impiegato negli *stadi di ingresso* di amplificatori di canale, di banda oppure anche per amplificatori di antenna a larga banda. Come risulta dalla figura 2, il valore optimum della corrente continua di emettitore del BFY90 agli effetti della intermodulazione, si aggira sui 14 mA. A questo valore di corrente, le caratteristiche di rumore sono ancora buone.

Concludendo possiamo pertanto affermare che i transistori BYF90 e BFW16A costituiscono una combinazione ideale per la realizzazione di amplificatori di antenna sia di canale che di banda.

Negli stadi finali di amplificatori di antenna a larga banda operanti da 40 MHz a 860 MHz può essere impiegato il transistore BFW30. Siffatti amplificatori non contengono, come è noto, nè circuiti accordati nè filtri, ed inoltre l'uscita del transistore è terminata su una ammettenza molto elevata come indicato per esempio nel circuito di fig. 2. Se si esige che un siffatto amplificatore possegga un valore di intermodulazione molto basso, e cioè — 60 dB, bisognerà accontentarsi da esso di una tensione di uscita r.f. relativamente bassa. Pertanto, in questo tipo di amplificatore, l'intermodulazione dipenderà esclusivamente dalla non-linearità della caratteristica giunzione-emettitore e dal valore della corrente continua di emettitore in corrispondenza della quale la frequenza di transizione inizia a calare.

In un precedente articolo (1) abbiamo presentato una serie di interessanti progetti di amplificatori di antenna di canale, di banda e a larga banda impieganti i transistori B F Y 90, B F W 30 e B F W 16 A.

J. Tuil
(Philips Elcoma Division)

NOTA

Si deve tener presente che in fig. 2 la variazione della capacità inversa venne esclusa dalle misure effettuate scegliendo una tensione di uscita di valore molto basso (100 mV per segnale), e applicando un valore abbastanza elevato di V_{CE} e cioè 18 V per il transistore BFW16A e 6 V per i transistori BFY90 e BFW30. Questi due ultimi transistori hanno un valore molto più basso di $-C_{re}$.

1) Note di Applicazione N. 53

BLW75: Transistore per ripetitori e trasmettitori TV in banda III - VHF

Dopo il transistore BLX 98 adatto come amplificatore per ripetitori e trasmettitori TV operanti nelle bande IV/V-UHF, presentiamo per un analogo impiego il transistore **BLW 75**, lavorante nella banda III VHF-TV. Di questo nuovo transistore presentiamo sommariamente i dati tecnici più salienti nonché un esempio d'impiego.

Abbiamo descritto in un precedente articolo un esempio tipico di impiego del transistore BLX98 come preamplificatore per trasmettitori e ripetitori per la banda IV/V UHF TV. In questo articolo ci occuperemo di un transistore analogo, questa volta però operante nella banda III VHF TV. Si tratta del nuovo transistore planare epitassiale N-P-N al silicio *BLW75*, presentato in un contenitore con terminali a strip-line e cappuccio in ceramica. Tutti i terminali sono isolati dalla vite di fissaggo centrale (stud). Come per il tipo BLX98 così anche per il BLW75, le ottime caratteristiche per ciò che riguarda la dissipazione in corrente continua sono state ottenute mediante resistori « ballasting » interni e metallizzazione in oro.

Qui di seguito descriveremo un tipico impiego di questo transistore in un preamplificatore particolarmente adatto per trasmettitori e ripetitori lavoranti nella banda III, VHF, TV. I dati tecnici principali del transistore BLW75 sono i seguenti:

- Tensione base-collettore (emettitore aperto; valore di picco)	V_{CBOM}	max	60 V
- Tensione emettitore-collettore (base aperta)	V_{CEO}	max	32 V
- Corrente di collettore (valore medio)	$I_{C(medio)}$	max	4 A
- Dissipazione di potenza in cc alla $T_h = 70$ °C	P_{tot}	max	60 W
- Resistenza termica dalla giunzione alla base di montaggio	$R_{th\ j\ mb}$	=	1,9 °C/W
- Frequenza di transizione $I_C = 6{,}0$ A; $V_{CE} = 25$ V	f_T	tipica	800 MHz

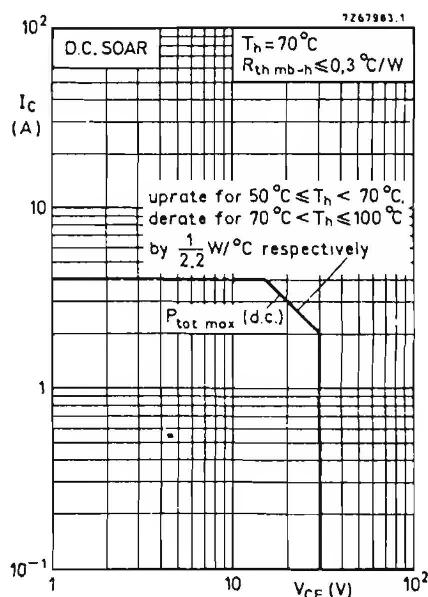


Fig. 1 - Andamento della corrente di collettore in funzione della tensione V_{CE}. E' un grafico SOAR in cc.

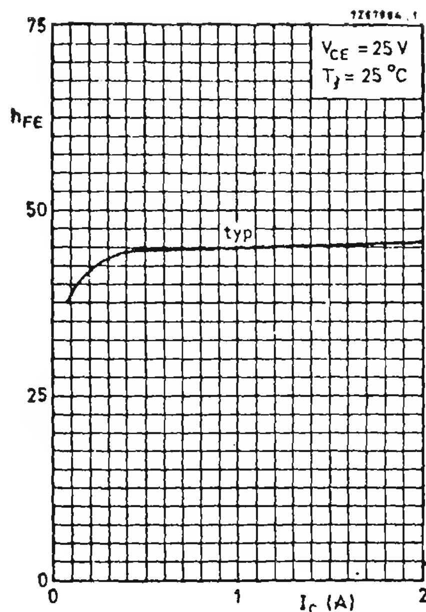


Fig. 2 - Andamento del fattore di amplificazione h_{FE} in funzione della corrente di collettore.

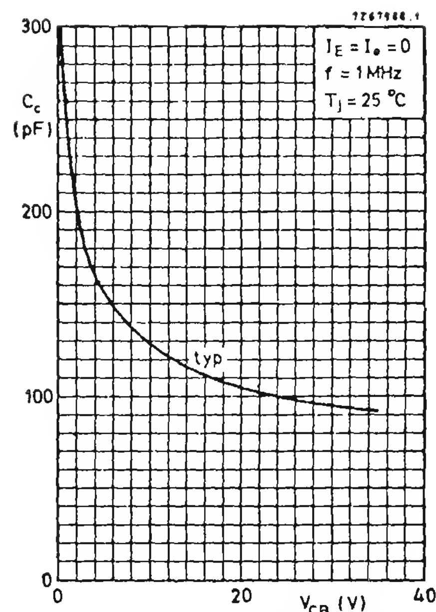


Fig. 3 - Andamento della capacità di collettore in funzione della tensione collettore-base.

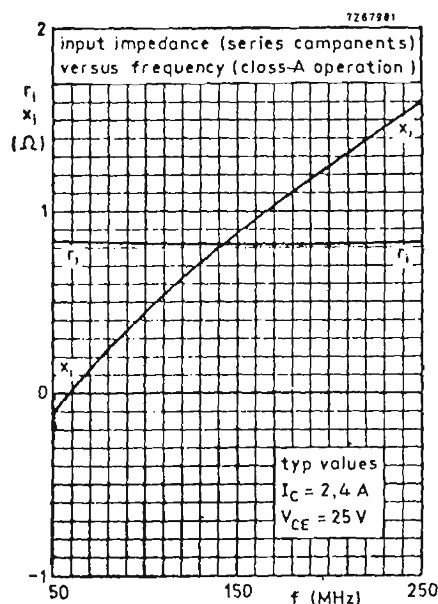


Fig. 4 - Impedenza di ingresso (componenti in serie) in funzione della frequenza. (funzionamento in classe A).

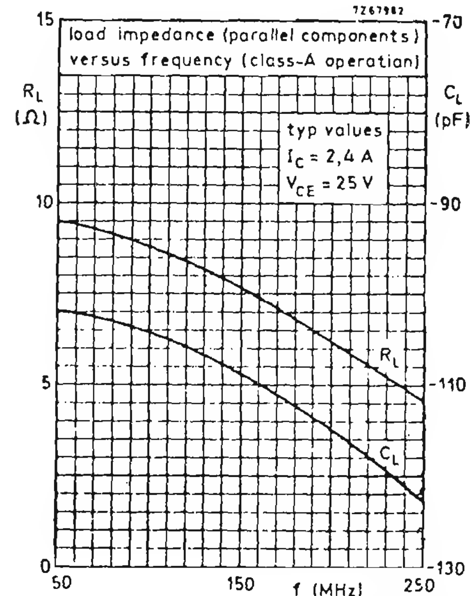


Fig. 5 - Impedenza di carico (componenti in parallelo, in funzione della frequenza. (funzionamento in classe A)

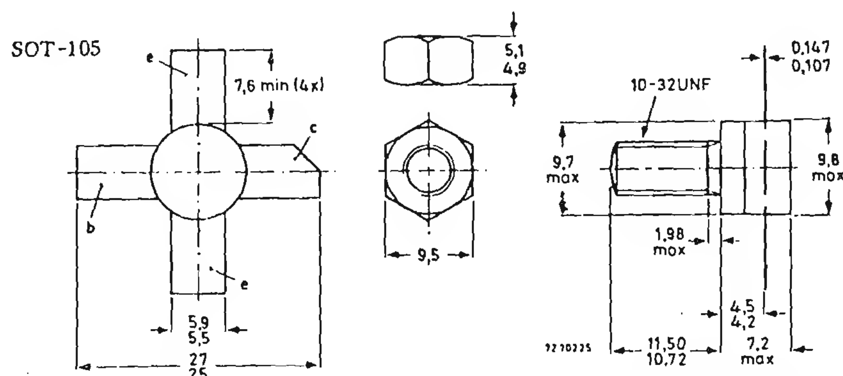


Fig. 6 - Dimensioni di ingombro del transistore BLW 75. Il contenitore è un SOT-105. Per il fissaggio del transistore è preferibile impiegare dado con rondella piatta anziché una rondella grover. Il diametro del foro in cui dovrà essere inserita la vite di fissaggio del transistore dovrà avere un massimo diametro di 5 mm. Non dovranno esserci sbavature da una parte e dall'altra del foro. La coppia massima per il fissaggio del dado può andare da un minimo di 1,5 Nm (15 kg. cm.) ad un massimo di 1,7 Nm (17 kg. cm.).

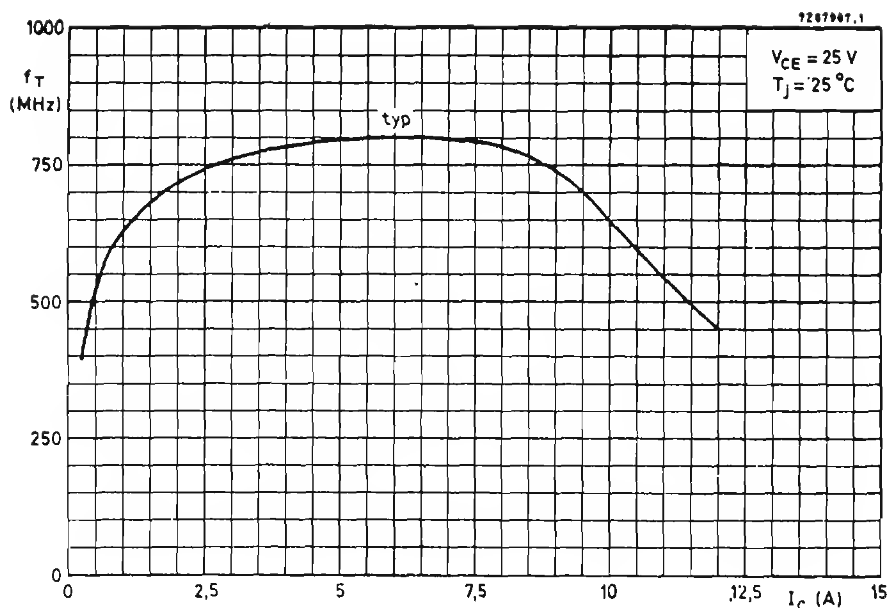


Fig. 7 - Andamento della frequenza di transizione in funzione della corrente di collettore.

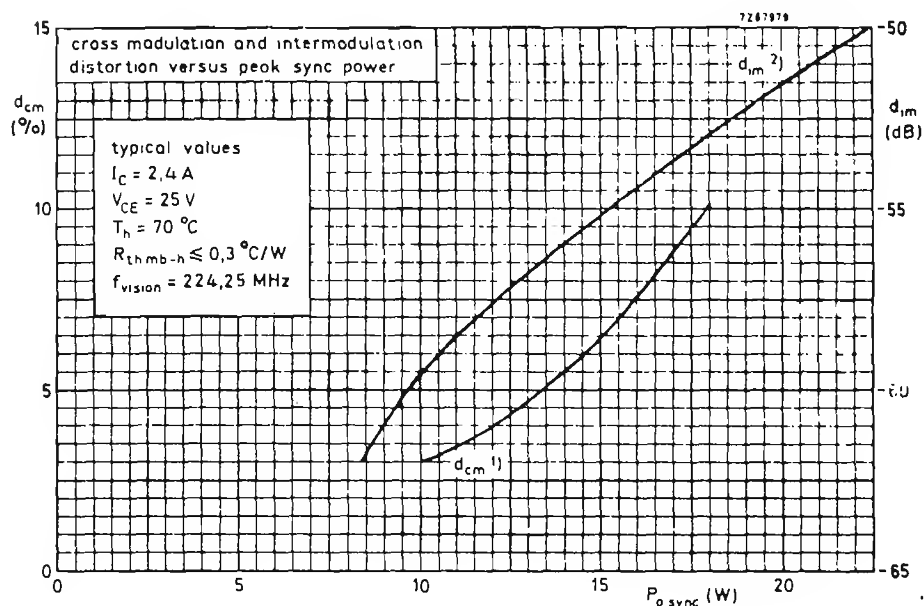


Fig. 8 - Andamento della modulazione incrociata e dell'intermodulazione in funzione della potenza di picco del sincronismo. Per il sistema con cui sono state ottenute le due curve vedi testo nota 1) e 2).

Potenza di uscita alla f_{video} = 224,25 MHz (1)
I_C = 2,4 A; V_{CE} = 25 V;
T_h = 80 °C; d_{im} = — 55 dB $\quad P_{o\,sync}$ $\quad > 14,0$ W
I_C = 2,4 A; V_{CE} = 25 V;
T_h = 70 °C; d_{im} = — 52 dB $\quad P_{o\,sync}$ $\quad$ tipica 19,5 W

- Guadagno in potenza alla f_{video} = 224,25 MHz
I_C = 2,4 A; V_{CE} = 25 V;
T_h = 70 °C $\quad G_p$ $\quad > 8,0$ dB

(1) Calcolata con il sistema della misura a tre frequenze (portante video — 8 dB, portante audio — 7 dB, segnale banda laterale — 16 dB); zero dB corrisponde al livello di picco del sincronismo.

In fig. 1 è riportato l'andamento della corrente di collettore in funzione della tensione tra collettore ed emettitore V_{CE}. Si tratta di una curva SOAR in cc. (SOAR = Safety Operating ARea). In fig. 2 si può vedere la curva che dà l'andamento del fattore di amplificazione in cc (h_{FE}) in funzione della corrente di collettore I_C (in ampere). In fig. 3 abbiamo riportato la capacità di collettore (C_c) in funzione della tensione collettore-base (V_{CB}); nella fig. 7 infine si può vedere

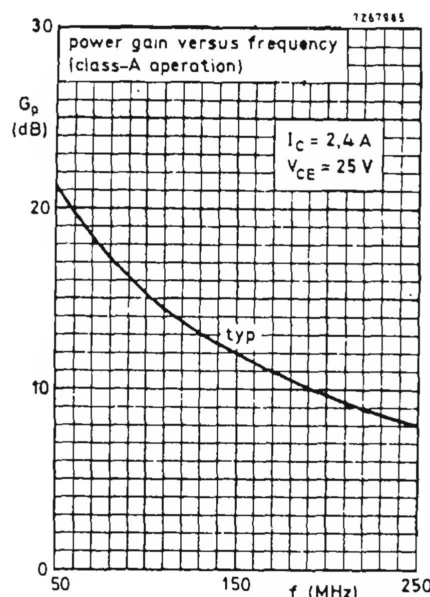


Fig 9 - Guadagno di potenza in funzione della frequenza (funzionamento in classe A).

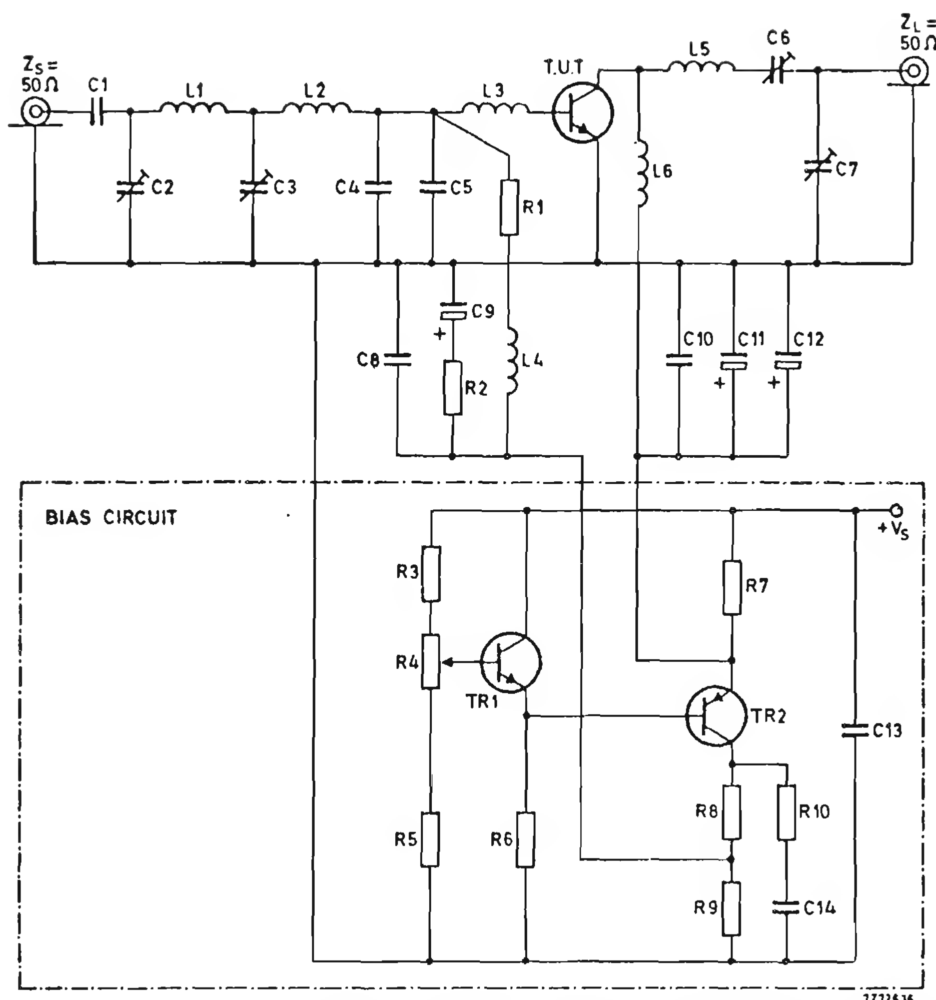


***Fig 10** - **Schema elettrico di un** circuito di prova lavorante alla frequenza di 224,25 MHz. (portante **video**)*

Componenti:
TR1 = BD135
TR2 = BD136
C1 = 220 pF condensatore ceramico a placchetta
C2 = 4 ... 40 pF trimmer con dielettrico a film
C3 = 5 ... 60 pF trimmer con dielettrico a film
C4 = C5 = 82 pF condensatore chip, sistemato ad 1 mm dal bordo del transistore
C6 = 7 ... 100 pF trimmer con dielettrico a film
C7 = 4 ... 40 pF trimmer con dielettrico a film
C8 = C10 = 820 pF condensatore chip
C9 = 220 μF condensatore elettrolitico da 10 V
C11 = 47 μF condensatore elettrolitico da 40 V
C12 = 47 μF condensatore elettrolitico da 40 V
C13 = 100 nF condensatore in poliestere
C14 = 33 nF condensatore in poliestere
L1 = 24,7 nH; 1,5 spire in filo di rame smaltato da 0,7 mm. avvolte strettamente; diametro interno = 4,5 mm; terminali 2 × 5 mm.
L2 = 8,3 nH; ricavata dal rame del circuito stampato.
L3 = 0,7 nH; ricavata dal rame del circuito stampato.
L4 = 100 nH; 3,5 spire in filo di rame smaltato da 0,7 mm avvolte strettamente; diametro interno = 5,5 mm; terminali 2 × 5 mm.
L5 = 15,0 nH; 1 spira di filo di rame smaltato da 1,6 mm; diametro interno = 4,5 mm; terminali 2 × 8 mm.
L6 = 26,4 nH; 1,5 spire di filo di rame smaltato da 1,6 mm avvolte strettamente; diametro interno = 5,1 mm; terminali 2 × 10 mm.
R1 = 4,7 Ω resistore a carbone
R2 = 15 Ω resistore a carbone
R3 = 180 Ω resistore a carbone da 1 W
R4 = 470 Ω potenziometro
R5 = 4,7 kΩ resistore a carbone
R6 = 2,7 kΩ resistore a carbone
R7 = 4 × 4,7 Ω (2 W); in parallelo
R8 = 150 Ω (5,5 W)
R9 = 68 Ω resistore a carbone da 1 W
R10 = 10 Ω resistore a carbone

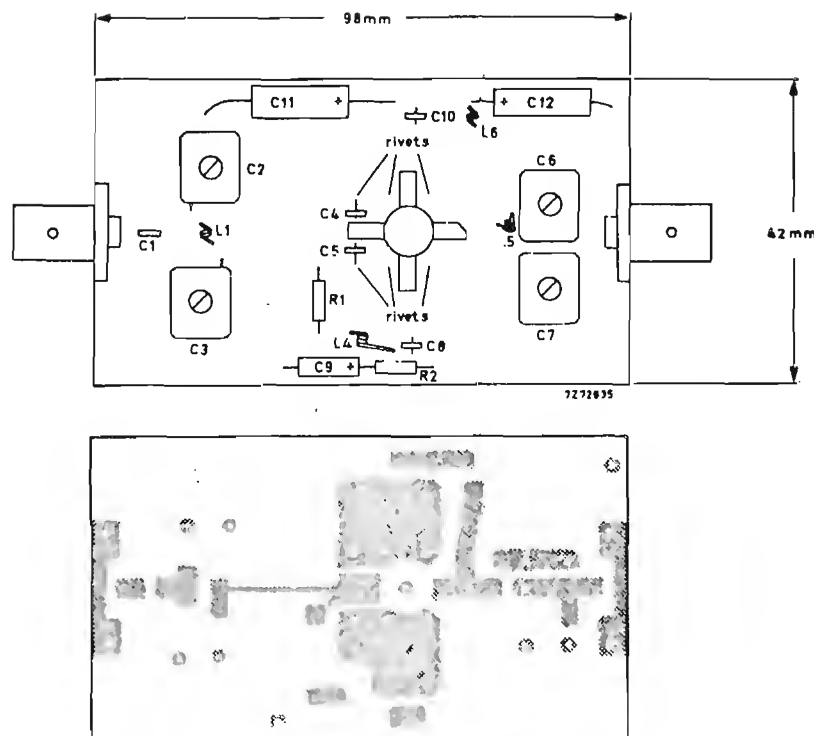


Fig. 11 - Come si presenta la piastrina del circuito stampato sulla quale è stato montato l'amplificatore descritto, vista dalla parte dei componenti; in basso è riportata la stessa piastrina con indicato solamente il rame che si trova dalla parte superiore; come spiegato nel testo, dal lato opposto della piastrina si trova uno strato di rame che funziona da massa; lo spessore della piastrina è di 1,6 mm ed è costituita da fibra di vetro in resina epossidica.

l'andamento della frequenza di transizione f_T (in MHz) in funzione della corrente di collettore I_C; la frequenza di transizione comincia a diminuire quando la corrente supera il valore di 7,5 A.

Esempio di impiego del transistore BLW 75 in un preamplificatore per trasmettitori e ripetitori lavoranti nella banda III VHF-TV

In fig. 10 è riportato lo schema elettrico di questo pre-amplificatore lavorante alla frequenza di 224,25 MHz. La parte superiore dello schema indica l'amplificatore vero e proprio mentre la parte in basso, racchiusa in tratto e punto, indica il circuito, (due transistori) che fornisce la *tensione di polarizzazione* al transistore BLW75 in maniera che esso possa lavorare nel punto di lavoro cc stabilito.

Nella tabella 1 abbiamo riportato le prestazioni caratteristiche di questo circuito di prova.

TAB. 1 - Prestazioni del circuito riportato in fig. 10

d_{in}[2] (dB)	f_{video} (MHz)	V_{CE} (V)	I_C (A)	G_p (dB)	$P_{o\ sync}$[2] (W)	T_h (°C)	$R_{th\ mb-h}$ (°C/W)
— 55	224,25	25	2,4	> 8,0	> 14,0	70	≤ 0,3
— 52	224,25	25	2,4	> 8,0	tip. 19,5	70	≤ 0,3

2) Misurata con il sistema a tre frequenze (portante video — 8 dB, portante audio — 7 dB, segnale della banda laterale — 16 dB); zero dB corrisponde al livello di picco del sincronismo.

In fig. 11 è riportato il circuito stampato di questo amplificatore visto, in alto, dalla parte dove risultano montati i componenti; in basso si può vedere il rame della parte dove si trovano i componenti. In questa piastrina di circuito stampato ovviamente non è presente il circuito che fornisce la tensione di polarizzazione in cc al transistore BLW75.

Il circuito stampato ha uno spessore di 1,6 mm ed è costituito da una piastrina di fibra di vetro epossidica metallizzata da entrambi i lati: il rame della parte *inferiore* serve, come al solito, come piastra di massa del circuito. I collegamenti a questo strato inferiore di rame (collegamenti di massa), vengono effettuati mediante rivetti forati.

In fig. 8 è riportato in % l'andamento della modulazione incrociata e della intermodulazione in funzione della potenza di picco a livello di sincronismo; la curva in alto è stata misurata con il sistema delle due frequenze (portante video 0 dB, portante suono — 7 dB); zero dB corrisponde al livello di picco del sincronismo. La curva in basso è stata misurata con il sistema delle tre frequenze (portante video — 8 dB, portante audio — 7 dB, segnale della banda laterale — 16 dB); anche in questo caso, zero dB corrisponde al livello di picco del sincronismo.

La fig. 9 dà l'andamento del guadagno di potenza in funzione della frequenza. La fig 4 indica l'andamento dell'impedenza d'ingresso (componenti in serie) in funzione della frequenza, e vale nel caso in cui il transistore lavori in classe A. In fig. 5 si può vedere l'andamento dell'impedenza di carico (componenti in parallelo) in funzione della frequenza; anche in questo caso, il transistore si suppone che lavori in classe A. Come appendice riportiamo per comodità di quanti si occupano di queste applicazioni, una tabella in cui sono indicati, per le varie bande, le frequenze delle portanti rispettivamente audio e video dei vari standard televisivi operanti in Europa.

TABELLA II - Allocazione dei canali nelle bande I, II e III VHF e IV / V UHF secondo i principali standard europei

STANDARD VHF	BANDA I (50 – 60 – 70)	BANDA II (80 – 90)	BANDA III (170 – 180 – 190 – 200 – 210 – 220 – 230)
			F9-162,25 — F11-175,40 — F6-201,45 — F8-214,60 — F10-227,75
FRANCESE Norme E	F 2 V 52 40 S 41.25; F 4 V 65.55 S 54 40		F 5 V 164,00 S 175,15; F 6 V 173,40 S 162,25; F 7 V 177,15 S 188 30; F 8 A V 185 25 S 174,10; F 8 V 186,55 S 175,40; F 9 V 190,30 S 201,45; F 10 V 199,70 S 188,55; F 11 V 203,45 S 214,60; F 12 V 212,85 S 201 70
EUROPEO Norme B	E 2 V 48 25 S 53 75; E 3 V 55 25 S 60 75; E 4 V 62 25 S 67 75		E 5 V 175 25 S 180,75; E 6 V 182 25 S 187 75; E 7 V 189,25 S 194,75; E 8 V 196 25 S 201 75; E 9 V 203 25 S 208 75; E 10 V 210 25 S 215 75; E 11 V 217,25 S 222,75; E 12 V 224,25 S 229 75
ITALIANO Norme B	A V 53 75 S 59 25; B V 62 25 S 67 75	C V 82 25 S 87 75	D V 175 75 S 180 75; E V 184 25 S 189 75; F V 192 25 S 197 75; G V 201 25 S 206 75; H V 210 25 S 215 75
INGLESE Norme A	B 1 V 45 • S 41 50; B 2 V 51 75 S 48 25; B 3 V 56 75 S 53 25; B 4 V 61 75 S 58 25; B 5 V 66 75 S 63 25		B 6 V 179,75 S 176 25; B 7 V 184 75 S 181 25; B 8 V 189,75 S 186,25; B 9 V 194,75 S 191 25; B 10 V 199,75 S 196,25; B 11 V 204 75 S 201-25; B 12 V 209 75 S 206 25; B 13 V 214 75 S 211 25

	405	525	625 (CCIR)	625 (OIRT)	819	819 (Belgio)
Larghezza dalla banda video (MHz)	3	4	5	C	10,4	5
Larghezza del canele (MHz)	5	0	7	8	14	7
Portante suono in relazione alla portante video (MHz)	+ 3,5	+ 4,5	+ 5,5	+ 6	+11,15 •••	+ 5,5
Portante suono in relazione al limite del cenele (MHz)	+ 0,25	+ 0,25	+ 0,25	+ 0,25	+ 0,10 •••	+ 0,25
Frequenze di linea (Hz)	10.125	15.750	15.625 ± 0,1%	15.625 ± 0,05%	20.475	20.475 ± 0,1%
Frequenza di trema (Hz)	50	00	50	50	50	50
Frequenza di quadro (Hz)	25	30	25	25	25	26
Senso di modulezione del video	positivo	negetivo	negativo*	negativo	positivo	positivo
Livello del nero come % del valore di cresta della portente	30	75	75*	75	25	25
Livello minimo della portante come % della cresta della portante	10	< 15**	10*	10 min.	< 3	0-3
Modulazione del suono	AM	FM	FM*	FM	AM	AM
Deviazione (KHz)		± 25	± 50	± 50		
Pre-enfasi (per μsec)		75	50	50		50

Canale	Portante video	Canale	Portante video
21	471.25 MHz	44	655.25 MHz
22	479 25 MHz	45	663.25 MHz
23	487.25 MHz	46	671.25 MHz
24	495.25 MHz	47	679.25 MHz
25	503 25 MHz	48	687.25 MHz
26	511.25 MHz	49	695.25 MHz
27	519 25 MHz	50	703.25 MHz
28	527.25 MHz	51	711.25 MHz
29	535.25 MHz	52	719.25 MHz
30	543.25 MHz	53	727.25 MHz
31	551.25 MHz	54	735.25 MHz
32	559 25 MHz	55	743.25 MHz
33	567.25 MHz	56	751 25 MHz
34	575.25 MHz	57	759.25 MHz
35	583.25 MHz	58	767.25 MHz
36	591.25 MHz	59	775.25 MHz
37	599.25 MHz	60	783.25 MHz
39	615.25 MHz	61	791.25 MHz
40	623.25 MHz	62	799.25 MHz
41	631.25 MHz	63	807.25 MHz
42	639.25 MHz	64	815.25 MHz
43	647.25 MHz	65	823.25 MHz

Amplificatore a larga banda per ripetitori TV, bande IV/V, impiegante due BLW 98 in parallelo

Viene descritto un amplificatore a larga banda (470 ÷ 860 MHz) destinato a sostituire i convenzionali amplificatori accordati su singoli canali U.H.F. Il transistore impiegato è il BLW 98; l'amplificatore lavora in classe A. Per ottenere la potenza di uscita di 3,8 W, vengono impiegati due amplificatori (2 × BLW 98) identici accoppiati in ingresso e uscita mediante convenzionali accoppiatori ibridi coassiali. Questo progetto è destinato a semplificare l'installazione e il servizio degli amplificatori impiegati nei ripetitori operanti nelle bande IV e V U.H.F.

1 - Introduzione

Fino a poco tempo fa gli amplificatori per i ripetitori TV venivano realizzati in forma di *amplificatori accordati* su un determinato canale; ciò per poter avere un guadagno di potenza molto elevato. Attualmente ci si sta invece orientando su *amplificatori a larga banda*, e ciò in quanto, essendo questi amplificatori in genere, installati in luoghi poco accessibili, in caso di un eventuale guasto, l'esecuzione a larga banda permetterebbe una loro più rapida sostituzione.

Il **BLW 98** consente appunto di realizzare amplificatori UHF a larga banda ultralineari. L'amplificatore descritto copre le bande UHF TV IV e V complete. In questo amplificatore, il BLW 98 lavora in classe A.

Questo transistore deve considerarsi il successore del BLX 98 dal quale si differenzia per avere un guadagno in potenza più elevato (6,9 dB) e una potenza di uscita di circa 3,8 W (picco-sincronismo) ad un livello di intermodulazione di —60 dB (misurato con il sistema delle tre frequenze).

Le condizioni di lavoro in classe A del BLW 98 sono le seguenti:

V_{CE} = 25 V
I_C = 850 mA

Nelle figure 1, 2 e 3 è riportato, in funzione della potenza, l'andamento:

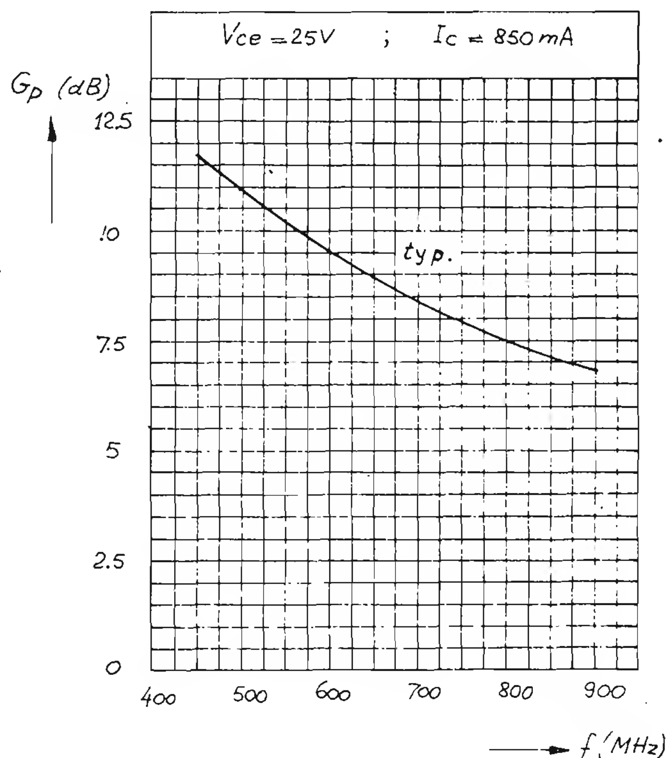


Fig. 1 - Guadagno di potenza in funzione della frequenza.

typical values

$V_{CE} = 25V$; $I_C = 850\,mA$

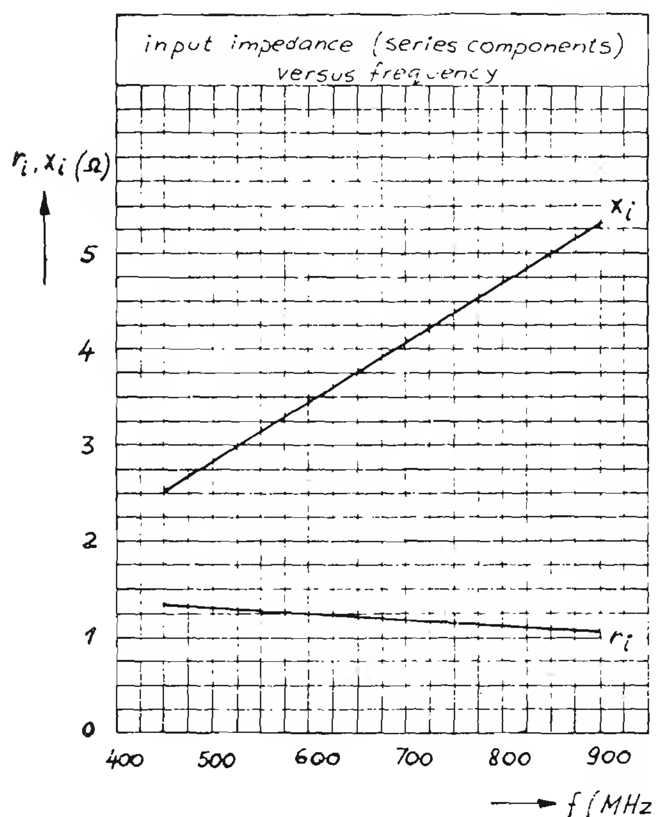


Fig. 2 - *Impedenza d'ingresso (componenti in serie) in funzione della frequenza. ($V_{CE} = 25\,V$, $I_C = 850\,mA$).*

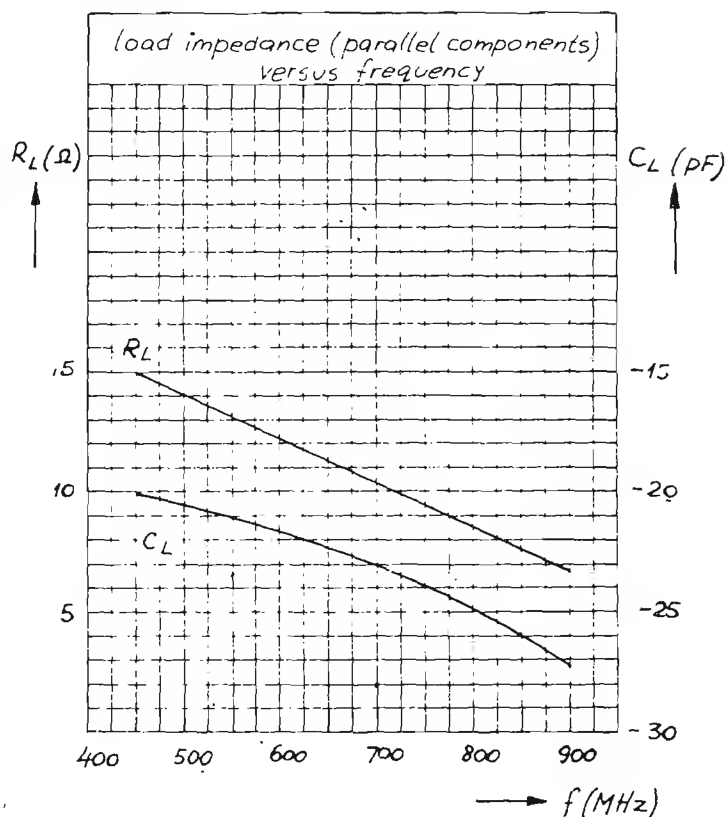


Fig. 3 - *Impedenza di carico (componenti in parallelo) in funzione della frequenza. ($V_{CE} = 25\,V$, $I_C = 850\,mA$).*

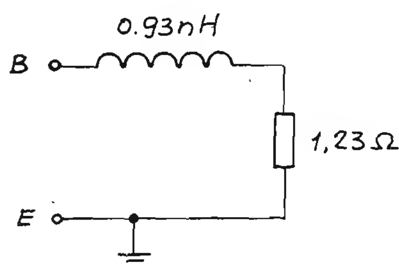


Fig. 4 - *Circuito equivalente dell'impedenza d'ingresso del transistore.*

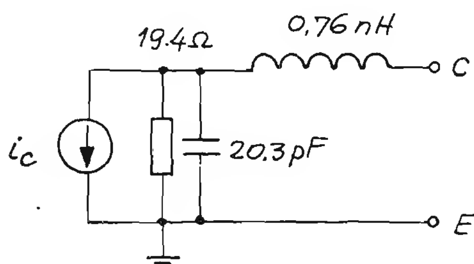


Fig. 5 - *Circuito equivalente dell'impedenza di uscita del transistore.*

1) del guadagno in potenza
2) dell'impedenza d'ingresso (componenti in serie)
3) dell'impedenza di carico (componenti in parallelo).

2 - Le reti di uscita e di ingresso

La rete di uscita, di cui in fig. 5 è riportato un circuito equivalente, deve essere realizzata con il rame della piastra del circuito stampato; (fibra di vetro PTFE; valore del dielettrico (ε_e) = 2,74; spessore = 1/16").

Per evitare di dover tagliare i terminali di base e di collettore del transistore, le reti rispettivamente di ingresso e di uscita « iniziano » con una strip-line (striscetta ricavata dal rame del circuito stampato) larga 6 mm lunga 10 mm.

La resistenza caratteristica di queste strip-line è dell'ordine dei 40 Ω.

Per ottenere il migliore adattamento, la capacità di uscita del transistore unitamente all'induttanza costituita dalla bobina di arresto RF (choke) di collettore viene fatta risuonare sulla frequenza centrale della banda passante (470 ÷ 860 MHz).

La bobina di arresto è stata realizzata sotto forma di « strip-line », larga 2 mm; per motivi pratici è stata collegata alla *linea di trasmissione* principale alla distanza di 3 mm dallo spigolo del transistore.

Per ciò che riguarda *la rete d'ingresso*, di cui in fig. 4 è riportato un circuito equivalente si deve tener presente che nella banda di frequenze compresa tra

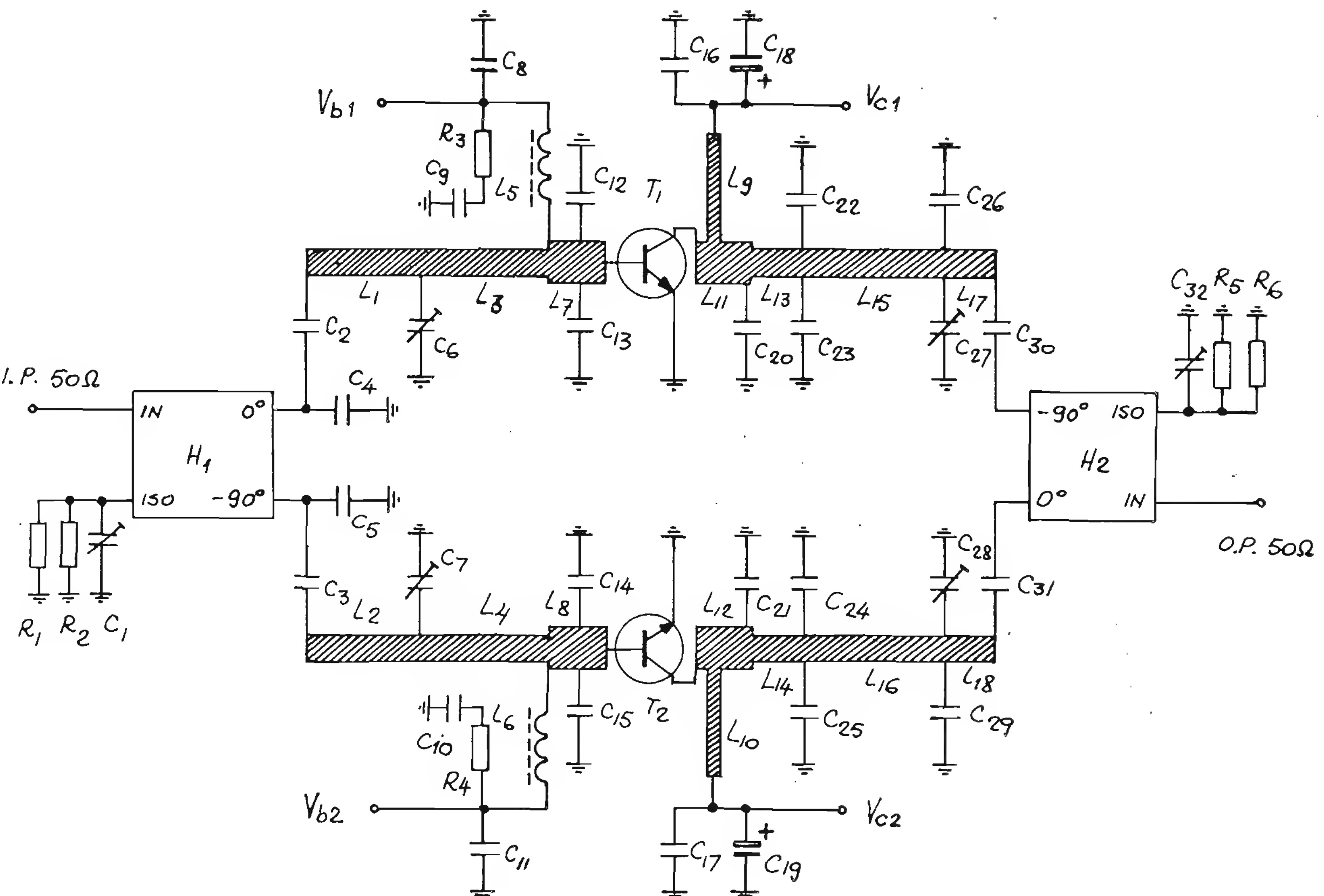


Fig. 6 - Schema elettrico completo dell'amplificatore lineare di potenza a larga banda equipaggiato con due transistori BLW 98. Banda amplificata 470 ÷ 860 MHz.

COMPONENTI

Condensatori

C1 = C32 = 1...3,5 pF, trimmer con dielettrico a film (n. codice 2222 809 05001).
C2 = C3 = C8 = C11 = C16 = C17 = C30 = C31 = 100 pF, condensatori chip ceramici multistrato (n. codice n. 2222 852 13101).
C4 = C5 = C12 = C15 = C20 = C21 = 1,8 pF, condensatori chip ceramici multistrato, tipo ATC (American Technical Ceramics) 100A-1R8-B-Px-50.
C6 = C7 = C27 = C28 = 1,4...5,5 pF, trimmer con dielettrico a film (codice n. 2222 809 09001).
C9 = C10 = C35 = 100 nF, condensatori poliestere
C13 = C14 = 10 pF, condensatori chip ceramici multistrato (codice n. 2222 851 13109).
C18 = C19 = C33 = 10 μF, 63 V, condensatori elettrolitici.
C22 = C25 = 5,6 pF, condensatori chip ceramici multistrato, tipo ATC 100A-5R6-B-Px-50.
C23 = C24 = 6,8 pF, condensatori chip ceramici multistrato, tipo ATC 100A-6R8-B-Px-50.
C26 = C29 = 1,5 pF, condensatori chip ceramici multistrato, tipo ATC 100A-1R5-B-Px-50.
C34 = 470 nF, condensatore poliestere.

Induttori

L1, L3 = L2, L4 = striscetta di rame - strip-line - (Z_c = 50 Ω), 34,0 × 4,3 mm²*.
L5 = L6 = 5,6 μH; 29 spire di filo di rame smaltato avvolte strettamente (0,2 mm); diametro interno 3,0 mm.
L7 = L8 = strip-line (Z_c = 40 Ω), 10,0 × 6,0 mm²*.
L9 = L10 = strip-line (Z_c = 77 Ω), 12,5 × 2,0 mm²*.
L11 = L12 = strip-line (Z_c = 40 Ω), 10,0 × 6,0 mm²*.
L13, L15, L17 = L14, L16, L18 = strip-line (Z_c = 50 Ω) 46,3 × 4,3 mm²*.

* Queste strip-line sono ricavate dallo strato superiore del rame del circuito stampato; lo strato di rame opposto serve da massa; materiale in fibra di vetro PTFE, costante dielettrica (ε_r = 2,74); spessore 1/16". La posizione esatta dei chip e dei condensatori variabili è indicata in fig. 10.

Resistori

R1 = R2 = R5 = R6 = 100 Ω (± 5%) resistori di potenza, metal film, tipo PR37 (codice n. 2322 191 31001).
R3 = R4 = R14 = 10 Ω (± 5%), resistori a carbone tipo CR25.
R7 = 1 kΩ (± 5%) tipo CR25.
R8 = 1,8 kΩ (± 5%) tipo CR25.
R9 = 150 Ω (± 5%) tipo CR25.
R10 = 220 Ω, potenziometro-trimmer a carbone.
R11 = 33 Ω (± 5%), tipo CR25.
R12 = 220 Ω (± 5%) resistore metal film di potenza tipo PR52 (codice n. 2322 192 32201).
R13 = 5,6 Ω (± 5%) e 6,8 Ω (± 5%) collegati in parallelo; resistori smaltati a filo tipo WR 0617E (codice n. 2322 330 22568 e 2322 330 22688).

Semiconduttori

D = BY 206.
T1 = T2 = BLW 98.
T3 = BD 136.
H1 = H2 = accoppiatore ultraminiatura 3 dB — 90° modello n. 10264-3, larghezza di banda 0,5 — 1,0 GHz. Prodotto dalla Anaren Microwave Inc.

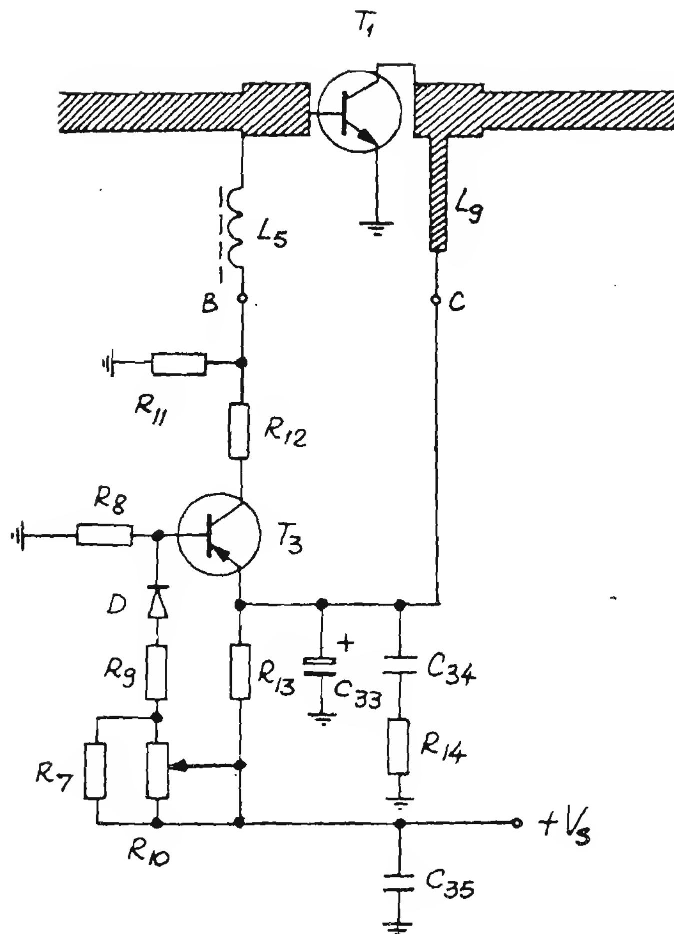


Fig. 7 - Schema elettrico del circuito per la polarizzazione di una sezione dell'amplificatore a larga banda.

470 e 860 MHz, il guadagno in potenza del BLW 98 decresce nella misura di circa 5 dB per ottava. Dimensionando opportunamente la rete d'ingresso è però possibile ridurre considerevolmente questa variazione e mantenere nello stesso tempo un ragionevole guadagno intorno a 860 MHz. Questo sistema di compensazione si trova descritto ampiamente nel *riferimento 2* della bibliografia.

3 - Realizzazione pratica dell'amplificatore

Fin qui abbiamo presentato sommariamente i dati essenziali che sono alla base del progetto di *un solo* amplificatore a larga banda impiegante il BLW 98. In pratica, ciò che è richiesto da questo amplificatore non è solo una *banda larga* ma anche una *discreta potenza di uscita*; quest'ultima potrà però essere facilmente ottenuta *collegando in parallelo due amplificatori* come quello già descritto; ovviamente i due ingressi e le due uscite di queste unità dovranno essere collegate tra loro mediante convenzionali *accoppiatori ibridi coassiali, a larga banda* (3 dB/90°, ingresso 50 Ω).

Questa configurazione consentirà di avere una potenza di uscita doppia e, nello stesso tempo, un VSWR aggirantesi intorno a 1,2. La potenza riflessa viene infatti assorbita dal resistore di adattamento dell'ibrido (50 Ω), formato in pratica da due resisto

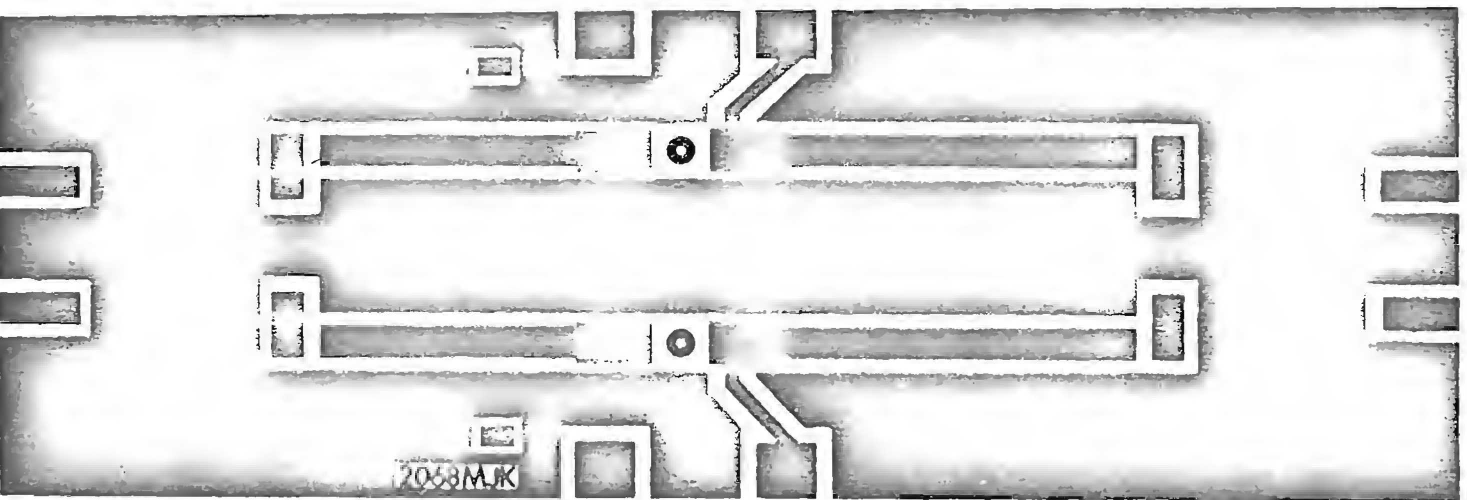


Fig. 8 - Configurazione del rame del circuito stampato dell'amplificatore visto dalla parte dove verranno montati i componenti (scala 1 : 1).

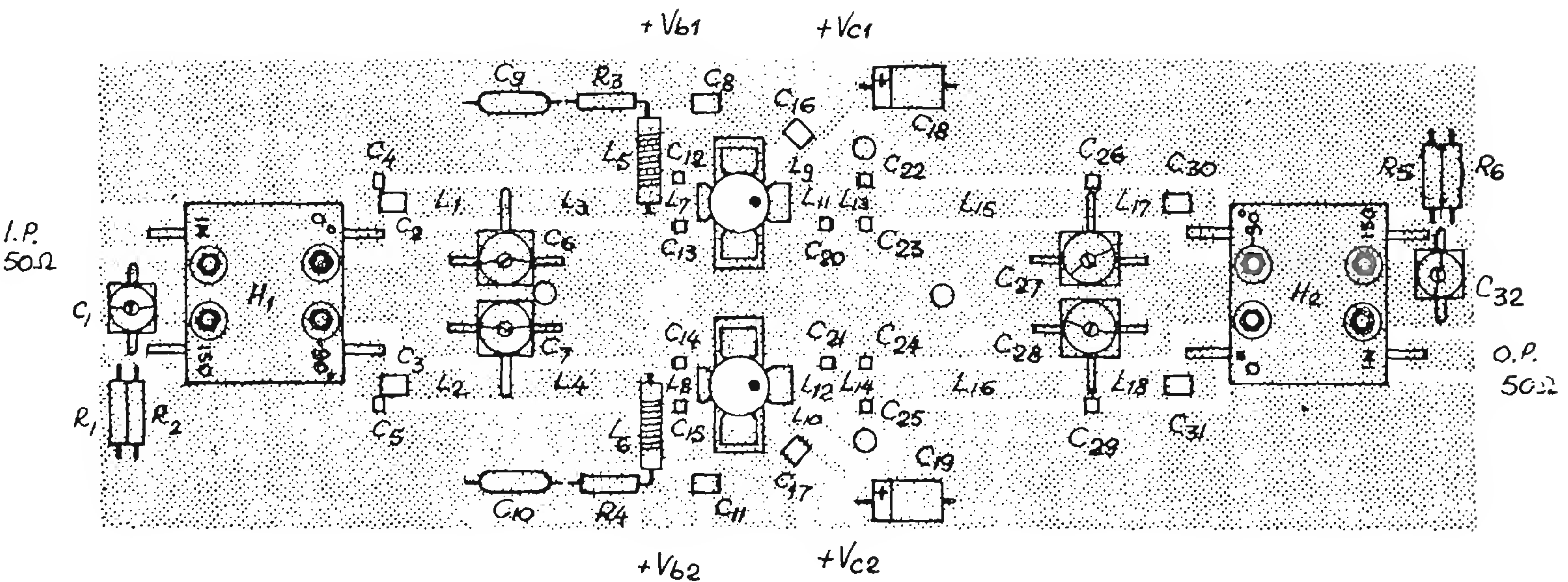


Fig. 9 - Circuito stampato dell'amplificatore UHF a larga banda con i componenti montati.

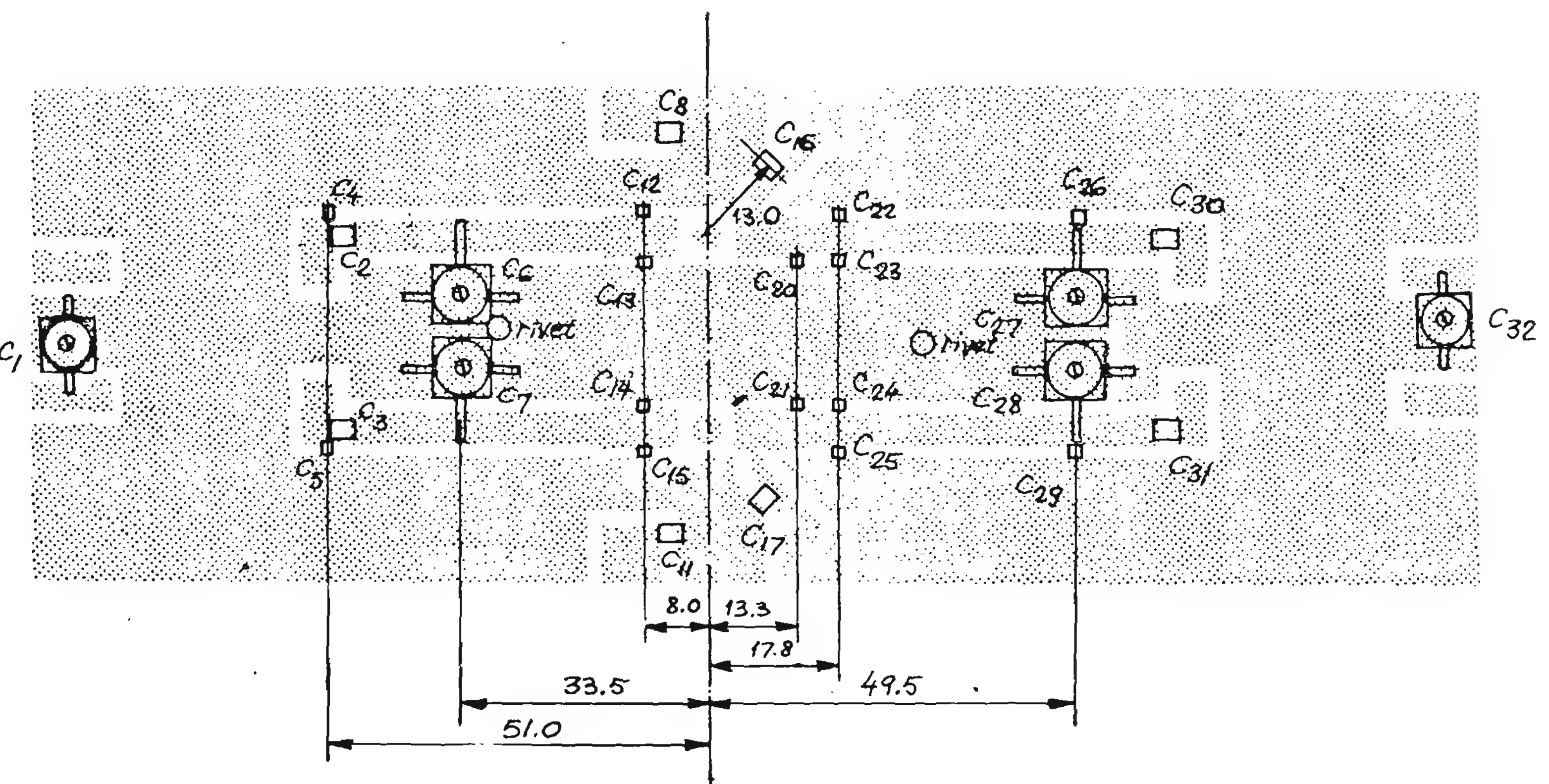


Fig. 10 - Circuito stampato dell'amplificatore visto dalla parte dove sono montati i componenti. Serve per mettere in evidenza la posizione dei condensatori «chip» ceramici e dei condensatori variabili con dielettrico a film.

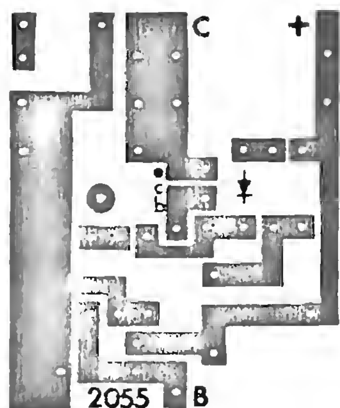


Fig. 11 - Circuito stampato dei circuiti di polarizzazione di base e di collettore visto dalla parte del rame

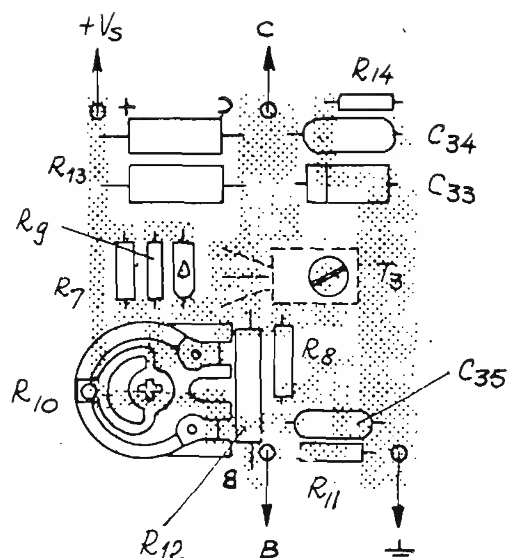


Fig. 12 - Circuito di polarizzazione visto dalla parte dei componenti.

(metal film) di potenza, da 100 Ω, collegati in parallelo. La stessa cosa dovrà essere fatta all'uscita delle due unità.

In fig. 6 è riportato lo schema elettrico dell'amplificatore di potenza a larga banda completo. Il circuito di polarizzazione rispettivamente di base e di collettore di ciascuna unità amplificatrice è riportato in figura 7; il positivo del circuito stampato che consentirà la realizzazione pratica dell'amplificatore completo è riportato in fig. 8; la fig. 9 indica invece lo stesso circuito con i componenti montati. La fig. 10 dà invece un'idea dell'esatta posizione dei condensatori « chip » multistrato, e dei condensatori di accordo (trimmer) con dielettrico a film.

Le figure 11 e 12 indicano rispettivamente lo stampato del circuito di polarizzazione visto dalla parte del rame (fig. 11) e visto dalla parte dei componenti (figura 12). Evidentemente, per l'unità completa, occorreranno due di questi circuiti di polarizzazione, uno per ciascun transistore BLW 98.

Anche il circuito stampato dove viene montato il circuito di polarizzazione è in resina epossidica con spessore di 1/16". Il circuito stampato sul quale viene realizzata l'unità completa è, come abbiamo visto, in resina epossidica PTFE con costante dielettrica ε_r = 2,74, spessore = 1/16".

Siccome le linee di trasmissione (strip-line) devono essere realizzate con il rame del circuito stampato, quest'ultimo dovrà essere del tipo a doppio rivestimento; il foglio di rame sottostante servirà, in questo caso, da piano di massa.

Tutti i componenti dell'unità si trovano sulla parte anteriore del circuito stampato come indicato in fig. 9. I collegamenti a massa devono essere fatti mediante rivetti che verranno saldati in una fase successiva. I collegamenti a massa dell'emettitore devono essere più corti possibili, ed è per questo motivo che vengono impiegati entrambi i terminali di emettitore del transistore.

I fori che servono per il fissaggio dei transistori al circuito stampato sono quadrati anziché rotondi; il ché consentirà di saldare le striscette di rame che si trovano sotto i terminali dei due emettitori.

Non ci stancheremo mai di far presente che i collegamenti a massa dovranno essere più corti possibile.

Inoltre, bisognerà fare in modo che la disposizione dei componenti dei due amplificatori sia più simmetrica possibile.

La ditta *Anarem*, fornitrice degli ibridi coassiali, raccomanda che i fori di montaggio dei medesimi siano ben collegati a massa. La qual cosa viene fatta saldando le viti di montaggio dei due ibridi coassiali allo strato superiore e inferiore del rame del circuito stampato. I due transistori dovranno essere avvitati su una piastra di rame (dissipatore di calore) raffreddata ad acqua. Ciò consentirà di mantenere la temperatura del dissipatore, durante le misure, intorno ai 20 °C. Si consiglia di collegare a massa anche il dissipatore di calore.

I connettori coassiali impiegati sono del tipo SMA 50 Ω.

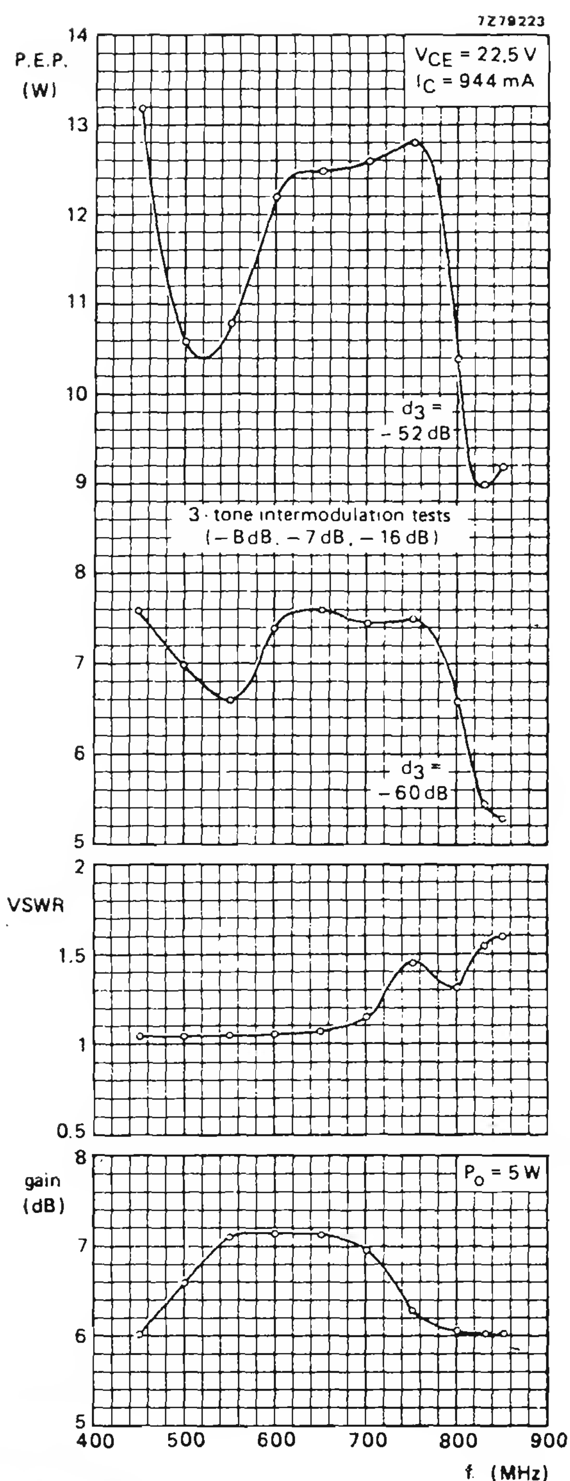
Bibliografia

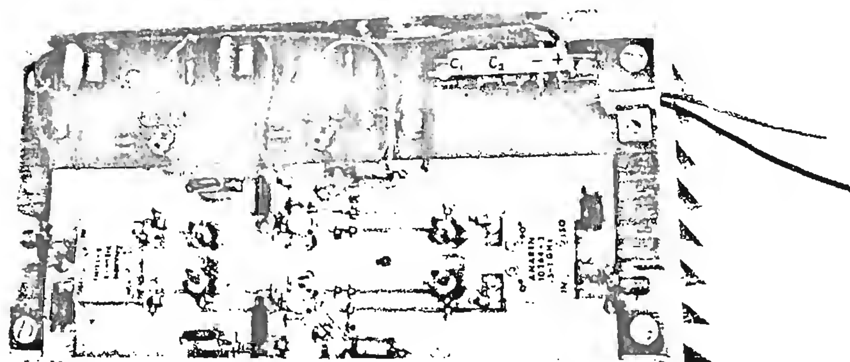
Rif. 1: G. L. Matthaei - *Tables of Chebychev impedance transforming networks of low-pass filter form.* Proc. of the IEEE, August 1964.

Rif. 2: O. Pitzalis, Jr. and R. A. Gilson - *Tables of Impedance Matching Networks Which Approximate Prescribed Attenuation Versus Frequency Slopes.* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-19, No. 4, April 1971, pp. 381-386.

Rif. 3: M. J. Köppen - *The BLX 98 as a linear amplifier at 1 GHz C.A.B. report ECO 7601.*

Fig 13 - Curve di risposta tipiche relative all'amplificatore descritto.





Prototipo di laboratorio dell'amplificatore UHF a larga banda di figura 6. Si notino i due accoppiatori ibridi 3 dB — 90° (ANAREN) che consentono il funzionamento in parallelo dei due BLW 98.

Appendice 1 — DATI TECNICI COMPLETI DEL TRANSISTORE DI POTENZA PHILIPS/ELCOMA BLW 98 DA IMPIEGARE NEI RIPETITORI OPERANTI NELLE BANDE IV / V UHF

U.H.F. POWER TRANSISTOR — BLW98

N-P-N silicon planar epitaxial transistor intended for use in u.h.f. power amplifiers, where optimum linearity is required. The transistor is specially suited for all transistorized television transposers and transmitters in band IV and V, as well as for driver stages in tube systems. The combination of excellent d.c. dissipation properties, which have been obtained by means of diffused emitter-ballasting resistors and the application of a Ti-Pt-Au sandwich metallization, gives an optimum reliability.
The transistor has a ¼" capstan envelope with ceramic cap.

QUICK REFERENCE DATA

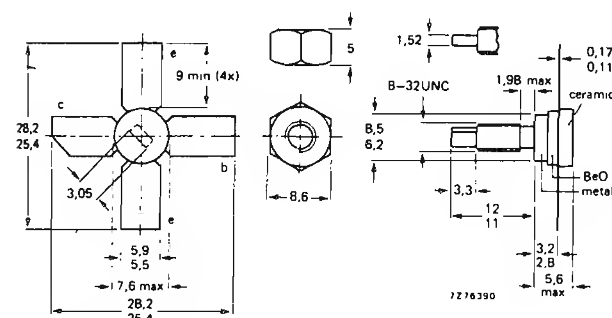
R.F. performance

mode of operation	f_{vision} MHz	V_{CE} V	I_C mA	T_h °C	d_{im}* dB	$P_{o\ sync}$* W	G_p dB
class-A; linear amplifier	860	25	850	70	−60	> 3,5	> 6,5
	860	25	850	25	−60	typ. 4,4	typ. 7

* Three-tone test method (vision carrier −8 dB, sound carrier −7 dB, sideband signal −18 dB), zero dB corresponds to peak sync level.

MECHANICAL DATA — Dimensions in mm

Fig. 1 SOT−122.



Torque on nut min. 0,75 Nm (7,5 kg cm); max. 0,85 Nm (8,5 kg cm)

Diameter of clearance hole in heatsink max. 4,2 mm
Mounting hole to have no burrs at either end
De-burring must leave surface flat; do not chamfer or countersink either end of hole.

When locking is required an adhesive is preferred instead of a lock washer.

CAUTION This device incorporates beryllium oxide, the dust of which is toxic. The device is entirely safe provided that the BeO disc is not damaged.

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Collector-base voltage (open emitter; peak value)	V_{CBOM}	max.	50 V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	27 V
Emitter-base voltage (open collector)	V_{EBO}	max.	3,5 V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	2 A
Collector current (peak value) f > 1 MHz	I_{CM}	max.	4 A
Total power dissipation at T_h = 70 °C	P_{tot}	max.	21,5 W
Storage temperature	T_{stg}		−65 to + 150 °C
Operating junction temperature	T_j	max.	200 °C

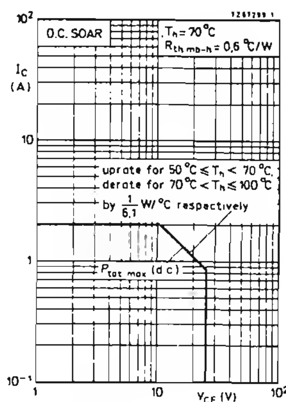


Fig. 2 D.C. SOAR.

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j\ mb}$	=	5,5 °C/W
From mounting base to heatsink	$R_{th\ mb-h}$	=	0,8 °C/W

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C

Collector base breakdown voltage, open emitter, I_C = 10 mA	$V_{(BR)CBO}$	>	50 V
Collector-emitter breakdown voltage, open base, I_C = 25 mA	$V_{(BR)CEO}$	>	27 V
Emitter base breakdown voltage, open collector, I_E = 5 mA	$V_{(BR)EBO}$	>	3,5 V
D.C. current gain*, I_C = 0,85 A, V_{CE} = 25 V	h_{FE}	> / typ.	15 / 40
Collector emitter saturation voltage*, I_C = 500 mA, I_B = 100 mA	V_{CEsat}	typ.	0,25 V
Transition frequency at f = 500 MHz*, $-I_E$ = 0,85 A, V_{CB} = 25 V	f_T	typ.	2,5 GHz
Collector capacitance at f = 1 MHz, I_E = I_e = 0, V_{CB} = 25 V	C_c	typ. / <	24 pF / 30 pF
Feedback capacitance at f = 1 MHz, I_C = 50 mA, V_{CE} = 25 V, T_{mb} = 25 °C	C_{re}	typ.	15 pF
Collector stud capacitance	C_{cs}	typ.	2 pF

* Measured under pulse conditions: t_p ≤ 200 µs; δ ≤ 0,02.

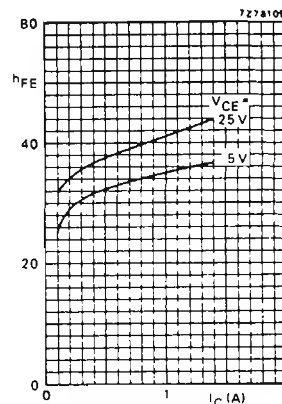


Fig. 3 Typical values, T_j = 25 °C.

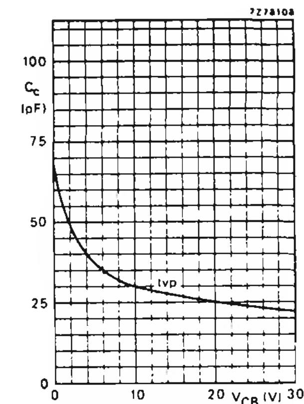


Fig. 4 I_E = I_e = 0; f = 1 MHz, T_j = 25 °C.

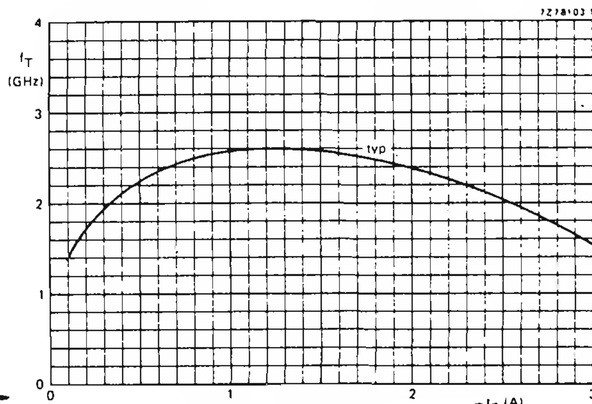


Fig. 5 V_{CB} = 25 V; f = 500 MHz; T_j = 25 °C.

APPLICATION INFORMATION

f_{vision} (MHz)	V_{CE} (V)	I_C (mA)	T_h (°C)	d_{im} (dB)*	$P_{o\ sync}$ (W)*	G_p (dB)
860	25	850	70	−60	> 3,5	> 6,5
860	25	850	70	−60	typ. 3,8	typ. 7
860	25	850	25	−60	typ. 4,4	typ. 7

* Three-tone test method (vision carrier −8 dB, sound carrier −7 dB, sideband signal −16 dB), zero dB corresponds to peak sync level.

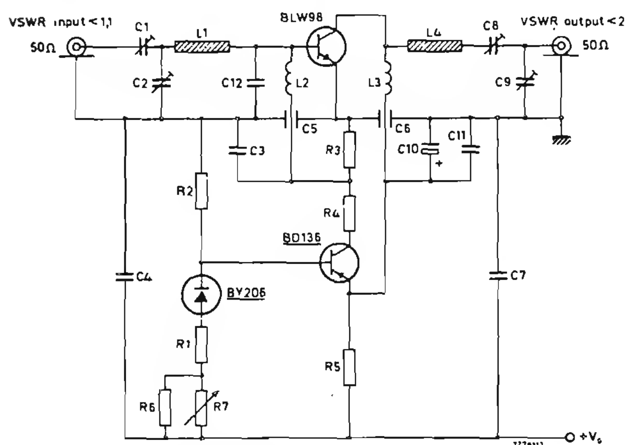
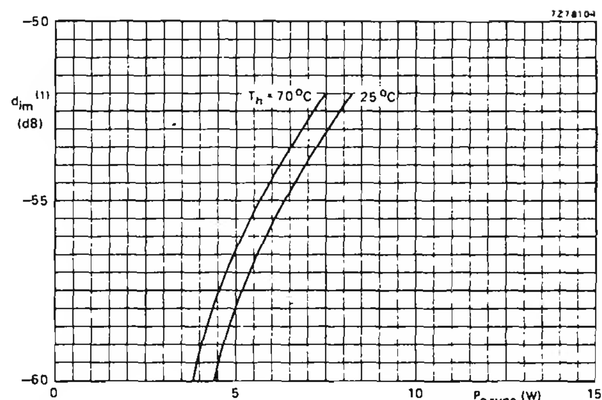


Fig. 6 Test circuit at f_{vision} = 860 MHz.

List of components (see also page 6)

C1 = C2 = 1,4 to 5,5 pF film dielectric trimmers (cat. no. 2222 809 09001)
C3 = C4 = 100 nF polyester capacitors
C5 = C6 = 1 nF feed-through capacitors
C7 = 5,6 pF ceramic capacitor
C8 = 2 to 18 pF film dielectric trimmer (cat. no. 2222 809 09003)
C9 = 2 to 9 pF film dielectric trimmer (cat. no. 2222 809 09002)
C10 = 10 μF/40 V solid aluminium electrolytic capacitor
C11 = 470 nF polyester capacitor
C12 = 2 x 3,3 pF chip capacitors (in parallel)



(1) Three-tone test method (vision carrier −8 dB, sound carrier −7 dB, sideband signal −16 dB), zero dB corresponds to peak sync level. Intermodulation distortion of input signal < −75 dB.

Fig. 8 Intermodulation distortion as a function of output power.
Typical values: V_{CE} = 25 V; I_C = 850 mA; f_{vision} = 860 MHz.

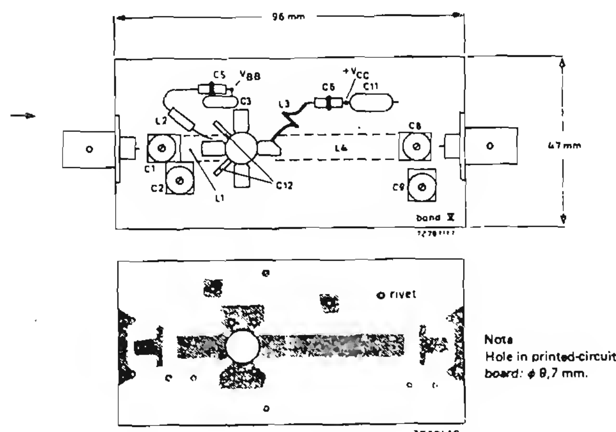
APPLICATION INFORMATION (continued)

List of components (continued)

R1 = 150 Ω carbon resistor (0,25 W)
R2 = 1,8 kΩ carbon resistor (0,5 W)
R3 = 33 Ω carbon resistor (0,5 W)
R4 = 220 Ω carbon resistor (1 W)
R5 = 4 x 12 Ω carbon resistors in parallel (1 W each)
R6 = 1 kΩ carbon resistor (0,25 W)
R7 = 220 Ω carbon potentiometer (0,25 W)

L1 = stripline (13,6 mm x 6,9 mm)
L2 = microchoke 0,47 μH (cat. no. 4322 057 04770)
L3 = 1 turn Cu wire (1 mm); internal diameter 5,5 mm; leads 2 x 5 mm
L4 = stripline (40,8 mm x 6,9 mm)

L1 and L4 are striplines on a double Cu-clad printed-circuit board with PTFE fibre-glass dielectric (ϵ_r = 2,74); thickness 1,5 mm.



Note
Hole in printed-circuit board: ϕ 8,7 mm.

Fig. 7 Component layout and printed-circuit board for 860 MHz test circuit.

The circuit and the components are situated on one side of the PTFE fibre-glass board, the other side being fully metallized to serve as earth. Earth connections are made by means of hollow rivets.

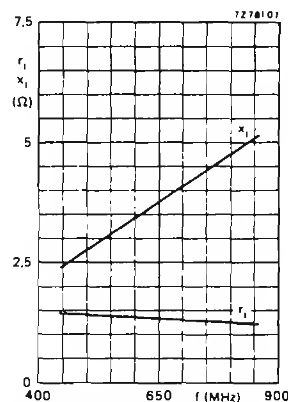


Fig. 9 Input impedance (series components) as a function of frequency.

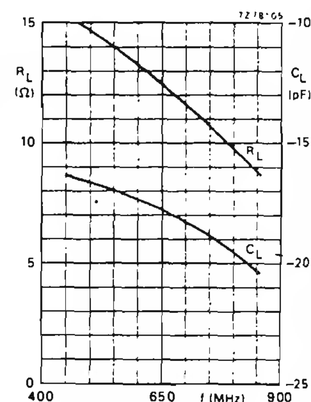
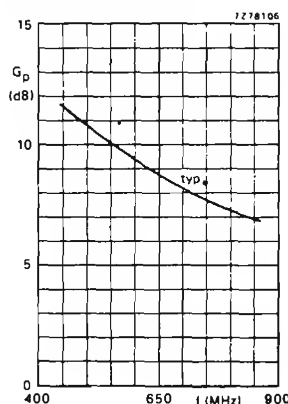


Fig. 10 Load impedance (parallel components) as a function of frequency.



Conditions for Figs 9, 10 and 11

V_{CE} = 25 V; I_C = 850 mA; typical values.

Fig. 11 Power gain as a function of frequency.

SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTOR — BFQ34

N-P-N transistor in a ¼" capstan envelope with a ceramic cap primarily intended for MATV purposes.

QUICK REFERENCE DATA

Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO}	max	25	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max	18	V
Collector current (d.c.)	I_C	max	150	mA
Total power dissipation (d.c.) up to T_{mb} = 126 °C	P_{tot}	max	2,25	W
Operating junction temperature	T_j	max	200	°C
Transition frequency I_C = 150 mA; V_{CE} = 15 V; T_j = 25 °C	f_T	>	3,5	GHz
Intermodulation distortion at T_{amb} = 25 °C I_C = 120 mA; V_{CE} = 15 V; R_L = 75 Ω; V_o = 1,2 V $f_{(p+q-r)}$ = 793,25 MHz (see page 3)	d_{im}	typ	−60	dB

MECHANICAL DATA

SOT-122 — Dimensions in mm

Torque on nut: min 0,75 Nm (7,5 kg cm); max 0,85 Nm (8,5 kg cm)

Diameter of clearance hole in heatsink: max 4,2 mm.
Mounting hole to have no burrs at either end.
De-burring must leave surface flat; do not chamfer or countersink either end of hole.

When locking is required an adhesive is preferred instead of a lock washer.

CAUTION This device incorporates beryllium oxide, the dust of which is toxic. The device is entirely safe provided that the BeO disc is not damaged.

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO}	max	25	V
Collector-emitter voltage (open base) (see Fig. 2)	V_{CEO}	max	18	V
Emitter-base voltage (open collector)	V_{EBO}	max	2	V
Collector current (d.c.)	I_C	max	150	mA
Total power dissipation (d.c.) up to T_{mb} = 125 °C (see Fig. 2)	P_{tot}	max	2,25	W
Storage temperature	T_{stg}		−65 to + 150	°C
Operating junction temperature	T_j	max	200	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j\text{-}mb}$	=	15,0	°C/W
From mounting base to heatsink	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	0,6	°C/W

CHARACTERISTICS

T_{amb} = 25 °C unless otherwise specified

Collector cut-off current I_E = 0; V_{CB} = 15 V	I_{CBO}	<	100	μA
D.C. current gain * I_C = 75 mA, V_{CE} = 15 V	h_{FE}	>	25	
I_C = 150 mA; V_{CE} = 15 V	h_{FE}	>	25	
Transition frequency * I_C = 75 mA, V_{CE} = 15 V	f_T	>	3,0	GHz
		typ	3,5	GHz
I_C = 150 mA, V_{CE} = 15 V	f_T	>	3,5	GHz
		typ	4,0	GHz
Collector capacitance at f = 1 MHz I_E = I_e = 0; V_{CB} = 15 V	C_c	typ	2,0	pF
		<	2,75	pF
Emitter capacitance at f = 1 MHz I_C = I_c = 0; V_{EB} = 0,5 V	C_e	typ	11	pF
Feedback capacitance at f = 1 MHz I_C = 10 mA, V_{CE} = 15 V	C_{re}	typ	1,0	pF
		<	1,35	pF
Collector-stud capacitance	C_{cs}	typ	2	pF
Noise figure measured in MATV test circuit (see Fig. 1) I_C = 120 mA; V_{CE} = 15 V, f = 500 MHz	F	typ	8	dB

Maximum unilateral power gain (s_{re} assumed to be zero)

$$G_{UM}\ (\text{in dB}) = 10 \log \frac{|s_{fe}|^2}{(1-|s_{ie}|^2)(1-|s_{oe}|^2)}$$

I_C = 120 mA; V_{CE} = 15 V; f = 500 MHz	G_{UM}	typ	16	dB

* Measured under pulse conditions.

Intermodulation distortion (see Fig. 1)
I_C = 120 mA, V_{CE} = 15 V, R_L = 75 Ω; T_{amb} = 25 °C
V_p = V_o = 1,2 V at f_p = 795,25 MHz
V_q = V_o −6 dB at f_q = 803,25 MHz
V_r = V_o −6 dB at f_r = 805,25 MHz
Measured at $f_{(p+q-r)}$ = 793,25 MHz — d_{im} typ −60 dB

Fig. 1 MATV test circuit
f = 40 MHz to 860 MHz.
L1 = L2 = 5 μH Ferroxcube coil (cat. no. 3122 108 20153).

Fig. 2.

DEVELOPMENT SAMPLE DATA

This information is derived from development samples made available for evaluation. It does not form part of our data handbook system and does not necessarily imply that the device will go into production

731BLY/A (BLW32)

N-P-N silicon planar epitaxial transistor primarily intended for use in linear u.h.f. amplifiers for television transmitters and transposers. The excellent d.c. dissipation properties for class-A operation are obtained by means of diffused emitter ballasting resistors and a multi-base structure, providing an optimum temperature profile on the crystal area. The combination of optimum thermal design and the application of gold sandwich metallization realizes excellent reliability properties.

The transistor has a ¼" capstan envelope with ceramic cap.

QUICK REFERENCE DATA

R.F. performance

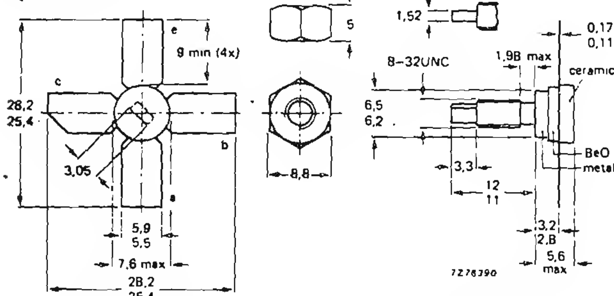
mode of operation	f_{vision} MHz	V_{CE} V	I_C mA	T_h °C	d_{im} * dB	$P_{o\ sync}$ * W	G_p dB
class-A; linear amplifier	860	25	150	70	−60	> 0,5	> 11
	860	25	150	25	−60	typ. 0,63	typ. 12,2

* Three-tone test method (vision carrier −8 dB, sound carrier −7 dB, sideband signal −16 dB), zero dB corresponds to peak sync level.

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 SOT-122.



Torque on nut: min. 0,75 Nm (7,5 kg cm)
max. 0,85 Nm (8,5 kg cm)

Diameter of clearance hole in heatsink: max. 4,2 mm.
Mounting hole to have no burrs at either end.
De-burring must leave surface flat; do not chamfer or countersink either end of hole.

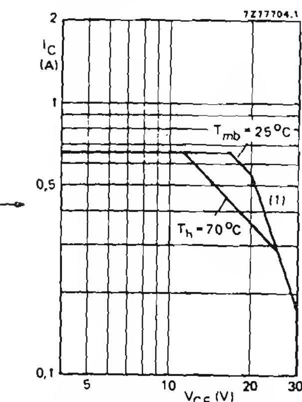
When locking is required an adhesive is preferred instead of a lock washer.

CAUTION This device incorporates beryllium oxide, the dust of which is toxic. The device is entirely safe provided that the BeO disc is not damaged.

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Collector-emitter voltage (peak value); $V_{BE} = 0$	V_{CESM}	max.	50 V
open base	V_{CEO}	max.	30 V
Emitter-base voltage (open collector)	V_{EBO}	max.	4 V
Collector current d.c. or average	I_C	max.	650 mA
(peak value); f > 1 MHz	I_{CM}	max	1000 mA
Total power dissipation up to $T_{mb} = 25$ °C	P_{tot}	max.	10,8 W
Storage temperature	T_{stg}		−65 to +150 °C
Operating junction temperature	T_j	max.	200 °C



(1) Second breakdown limit (independent of temperature).

Fig. 2 D.C. SOAR.

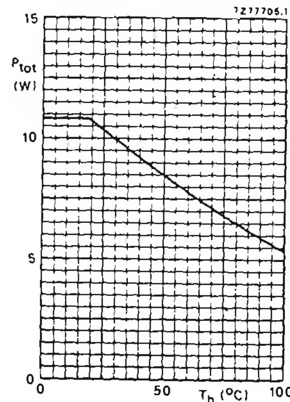


Fig. 3 Power derating curve vs. temperature.

THERMAL RESISTANCE (see Fig. 4)

From junction to mounting base (dissipation = 3,75 W; T_{mb} = 72,3 °C; i.e. T_h = 70 °C)	$R_{th\ j\text{-}mb}$	=	15,0 °C/W
From mounting base to heatsink	$R_{th\ mb\text{-}h}$	=	0,6 °C/W

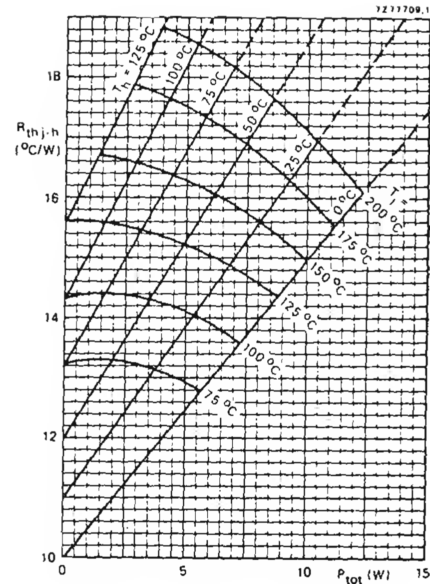


Fig. 4 Maximum thermal resistance from junction to heatsink as a function of power dissipation, with heatsink and junction temperature as parameters. ($R_{th\ mb\text{-}h}$ = 0,6 °C/W).

Example

Nominal class-A operation: V_{CE} = 25 V; I_C = 150 mA; T_h = 70 °C.

Fig. 4 shows: $R_{th\ j\text{-}h}$ max. 15,6 °C/W
T_j max. 130 °C

Typical device: $R_{th\ j\text{-}h}$ typ. 13,5 °C/W
T_j typ. 120 °C

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified

Collector-emitter breakdown voltage $V_{BE} = 0$; I_C = 2 mA	$V_{(BR)CES}$	>	50 V
open base; I_C = 15 mA	$V_{(BR)CEO}$	>	30 V
Emitter-base breakdown voltage open collector; I_E = 1 mA	$V_{(BR)EBO}$	>	4 V
Collector cut-off current $V_{BE} = 0$, V_{CE} = 30 V	I_{CES}	<	0,5 mA
$V_{BE} = 0$, V_{CE} = 30 V; T_j = 175 °C	I_{CES}	<	1,2 mA
D.C. current gain * I_C = 150 mA; V_{CE} = 25 V	h_{FE}	>	20
		typ.	40
I_C = 150 mA; V_{CE} = 25 V, T_j = 175 °C	h_{FE}	<	120
Collector-emitter saturation voltage * I_C = 300 mA, I_B = 30 mA	V_{CEsat}	typ.	500 mV
Transition frequency at f = 500 MHz ** $-I_E$ = 150 mA; V_{CB} = 25 V	f_T	typ.	3,5 GHz
$-I_E$ = 300 mA; V_{CB} = 25 V	f_T	typ.	3,4 GHz
Collector capacitance at f = 1 MHz $I_E = I_e = 0$; V_{CB} = 25 V	C_c	typ.	3,7 pF
Feedback capacitance at f = 1 MHz I_C = 10 mA; V_{CE} = 25 V	C_{re}	typ.	1,9 pF
Collector-stud capacitance	C_{cs}	typ.	2 pF

* Measured under pulse conditions: $t_p \leq 300$ µs; $\delta \leq 0.02$.
** Measured under pulse conditions: $t_p \leq 50$ µs; $\delta \leq 0.01$.

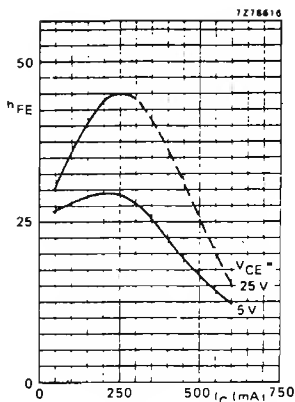


Fig. 5 Typical values; T_j = 25 °C.

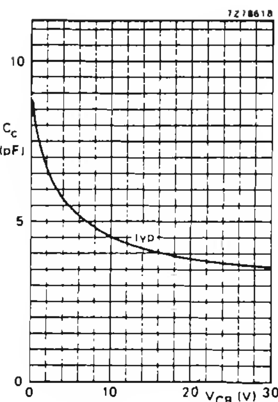


Fig. 8 I_E = I_e = 0; f = 1 MHz; T_j = 25 °C.

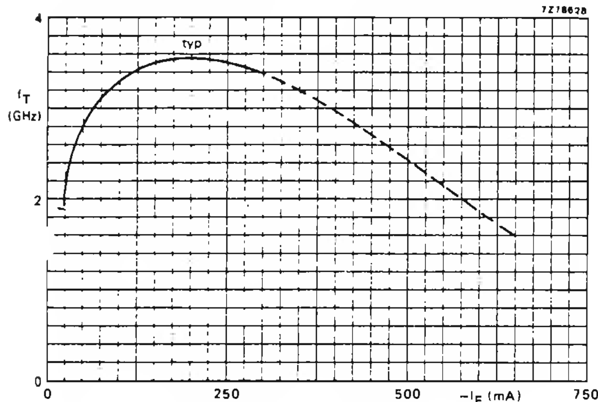


Fig. 7 V_{CB} = 25 V; f = 500 MHz; T_j = 25 °C.

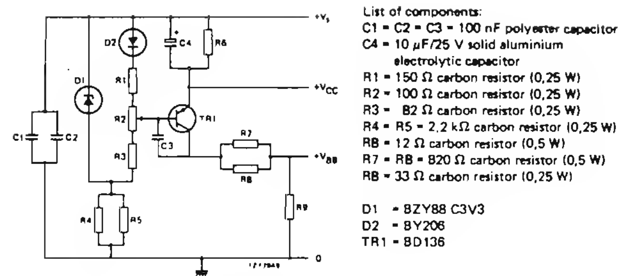
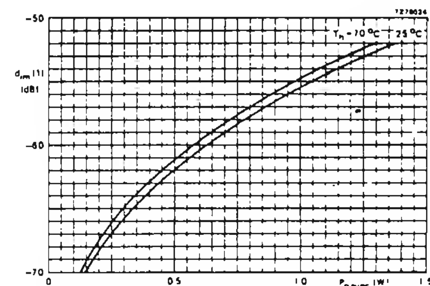


Fig. 9 Bias circuit for class-A linear amplifier at f_{vision} = 860 MHz.

List of components:
C1 = C2 = C3 = 100 nF polyester capacitor
C4 = 10 μF/25 V solid aluminium electrolytic capacitor
R1 = 150 Ω carbon resistor (0,25 W)
R2 = 100 Ω carbon resistor (0,25 W)
R3 = 82 Ω carbon resistor (0,25 W)
R4 = R5 = 2,2 kΩ carbon resistor (0,25 W)
R6 = 12 Ω carbon resistor (0,5 W)
R7 = R8 = 820 Ω carbon resistor (0,5 W)
R9 = 33 Ω carbon resistor (0,25 W)

D1 = BZY88 C3V3
D2 = BY206
TR1 = BD136



(1) Three-tone test method (vision carrier −8 dB, sound carrier −7 dB, sideband signal −18 dB), zero dB corresponds to peak sync level. Intermodulation distortion of input signal < −75 dB.

Fig. 10 Intermodulation distortion as a function of output power. Typical values; V_{CE} = 25 V; I_C = 150 mA; f_{vision} = 860 MHz.

APPLICATION INFORMATION

f_{vision} (MHz)	V_{CE} (V)	I_C (mA)	T_h (°C)	d_{im} (dB) *	$P_{o\,sync}$ (W) *	G_p (dB)
860	25	150	70	−60	> 0,5	> 11
860	25	150	70	−60	typ. 0,58	typ. 12,2
860	25	150	25	−60	typ. 0,63	typ. 12,2

Three-tone test method (vision carrier −8 dB, sound carrier −7 dB, sideband signal −18 dB), zero dB corresponds to peak sync level.

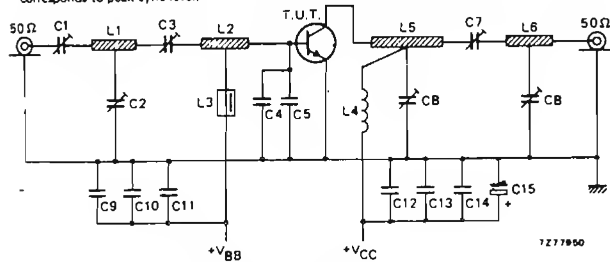


Fig. 8 Test circuit at f_{vision} = 860 MHz.

List of components:
C1 = C3 = 2 to 8 pF film dielectric trimmer (cat. no. 2222 809 09002)
C2 = C6 = C8 = 1 to 3,5 pF film dielectric trimmer (cat. no. 2222 809 05001)
C4 = C5 = 3 pF chip capacitor
C7 = 2 to 18 pF film dielectric trimmer (cat. no. 2222 809 09003)
C9 = C12 = 1 nF chip capacitor
C10 = 100 nF polyester capacitor
C11 = C13 = 470 nF polyester capacitor
C14 = 10 nF polyester capacitor
C15 = 3,3 μF/40 V solid aluminium electrolytic capacitor

L1 = stripline (13,2 mm x 4,3 mm)
L2 = stripline (15,2 mm x 4,3 mm)
L3 = micro choke 0,47 μH (4322 057 04770)
L4 = 4 turns closely wound enamelled Cu wire (1,0 mm); int. dia. 5,5 mm; leads 2 x 5 mm
L5 = stripline (37,0 mm x 4,3 mm)
L6 = stripline (13,5 mm x 4,3 mm)

L1, L2, L5 and L6 are striplines on a double Cu-clad printed-circuit board with PTFE fibre-glass dielectric (ϵ_r = 2,74); thickness 1,5 mm.

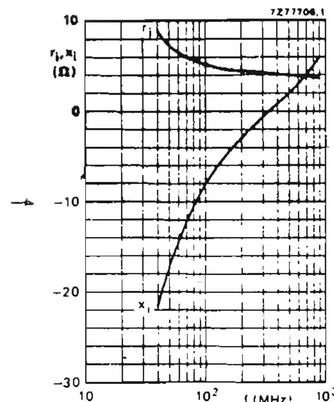


Fig. 11 Input impedance (series components).

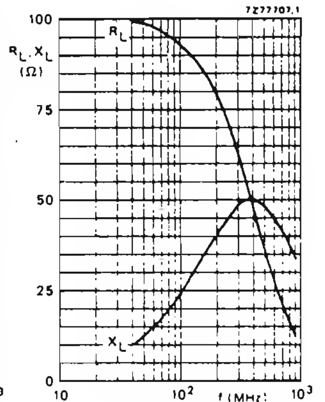


Fig. 12 Load impedance (series components).

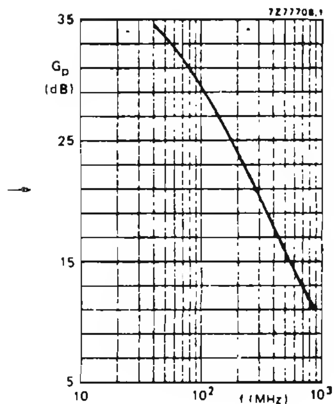


Fig. 13.

Conditions for Figs 11, 12 and 13:
Typical values; V_{CE} = 25 V; I_C = 150 mA; T_h = 70 °C.

Ruggedness

The BLW32 is capable of withstanding a load mismatch (VSWR = 50) under the following conditions:
f = 860 MHz; V_{CE} = 25 V; I_C = 150 mA; T_h = 70 °C and $P_{L(AV)}$ = 1 W.
This holds for single-tone as well as for two-tone operation (vision and sound).

DEVELOPMENT SAMPLE DATA

This information is derived from development samples made available for evaluation. It does not form part of our data handbook system and does not necessarily imply that the device will go into production.

733BLY/A
(BLW34)

U.H.F. POWER TRANSISTOR

N-P-N silicon planar epitaxial transistor primarily intended for use in *linear u.h.f. amplifiers* for television transmitters and transposers. The **excellent d.c. dissipation properties** for class-A operation are obtained by means of *diffused emitter ballasting* resistors and a multi-base structure, providing an optimum temperature profile on the crystal area. The combination of optimum thermal design and the application of **gold sandwich metallization** realizes excellent reliability properties.

The transistor has a ¼" capstan envelope with ceramic cap.

QUICK REFERENCE DATA

R.F. performance

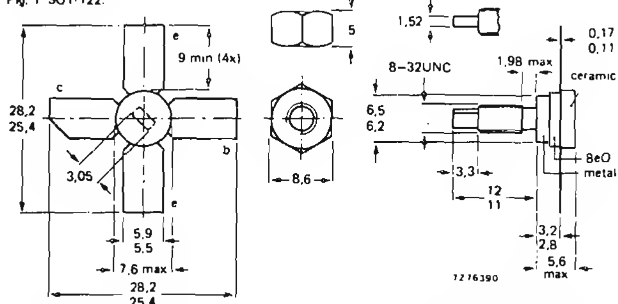
mode of operation	f_{vision} MHz	V_{CE} V	I_C mA	T_h °C	d_{im} * dB	$P_{o\ sync}$ * W	G_p dB
class A; linear amplifier	860	25	600	70	−60	> 1,8	> 9
	860	25	600	26	−80	typ. 2,15	typ. 10,2

* Three-tone test method (vision carrier −8 dB, sound carrier −7 dB, sideband signal −16 dB), zero dB corresponds to peak sync level.

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 SOT-122.



Torque on nut: min. 0,75 Nm (7,5 kg cm)
max. 0,85 Nm (8,5 kg cm)

Diameter of clearance hole in heatsink: max. 4,2 mm.
Mounting hole to have no burrs at either end.
De-burring must leave surface flat; do not chamfer or countersink either end of hole.

When locking is required an adhesive is preferred instead of a lock washer.

CAUTION This device incorporates beryllium oxide, the dust of which is toxic. The device is entirely safe provided that the BeO disc is not damaged.

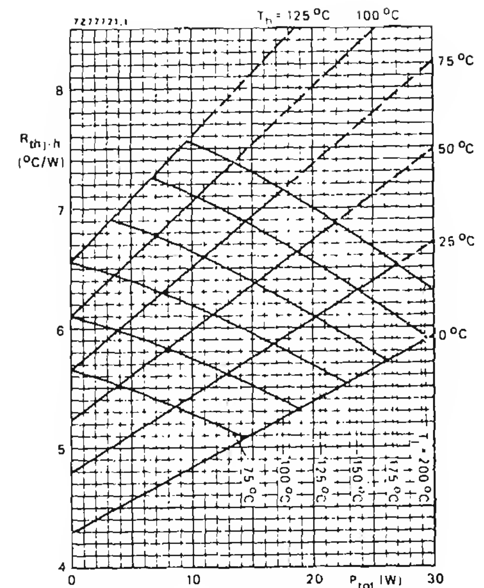


Fig. 4 Maximum thermal resistance from junction to heatsink as a function of power dissipation, with heatsink and junction temperature as parameters. ($R_{th\ mb-h}$ = 0,6 °C/W).

Example

Nominal class-A operation: V_{CE} = 25 V; I_C = 600 mA; T_h = 70 °C.

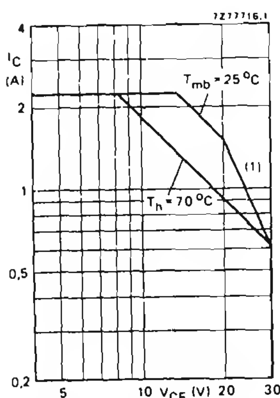
Fig. 4 shows: $R_{th\ j-h}$ max. 6,75 °C/W
T_j max. 170 °C

Typical device: $R_{th\ j-h}$ typ. 5,45 °C/W
T_j typ. 152 °C

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Collector-emitter voltage (peak value); V_{BE} = 0	V_{CESM}	max.	50 V
open base	V_{CEO}	max.	30 V
Emitter-base voltage (open collector)	V_{EBO}	max.	4 V
Collector current d.c. or average	I_C	max.	2,25 A
(peak value); f > 1 MHz	I_{CM}	max.	3,5 A
Total power dissipation at T_{mb} = 25 °C	P_{tot}	max.	31 W
Storage temperature	T_{stg}		−65 to +150 °C
Operating junction temperature	T_j	max.	200 °C



(1) Second breakdown limit (independent of temperature).

Fig. 2 D.C. SOAR.

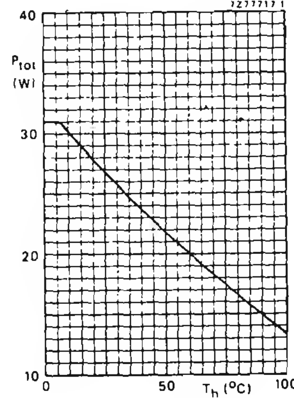


Fig. 3 Power derating curve vs. temperature.

THERMAL RESISTANCE (see Fig. 4)

From junction to mounting base (dissipation = 15 W; T_{mb} = 79 °C; i.e. T_h = 70 °C)	$R_{th\ j-mb}$	=	6,2 °C/W
From mounting base to heatsink	$R_{th\ mb-h}$	=	0,6 °C/W

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified

Collector-emitter breakdown voltage V_{BE} = 0; I_C = 8 mA	$V_{(BR)CES}$	>	50 V
open base; I_C = 60 mA	$V_{(BR)CEO}$	>	30 V
Emitter-base breakdown voltage open collector; I_E = 4 mA	$V_{(BR)EBO}$	>	4 V
Collector cut-off current V_{BE} = 0; V_{CE} = 30 V	I_{CES}	<	2,0 mA
V_{BE} = 0; V_{CE} = 30 V; T_j = 175 °C	I_{CES}	<	5,0 mA
D.C. current gain I_C = 600 mA; V_{CE} = 25 V	h_{FE}	> / typ.	20 / 40
I_C = 600 mA; V_{CE} = 25 V; T_j = 175 °C	h_{FE}	<	120
Collector-emitter saturation voltage * I_C = 1,2 A; I_B = 0,12 A	V_{CEsat}	typ.	450 mV
Transition frequency at f = 500 MHz ** $-I_E$ = 0,6 A; V_{CB} = 25 V	f_T	typ.	3,3 GHz
$-I_E$ = 1,2 A; V_{CB} = 25 V	f_T	typ.	3,0 GHz
Collector capacitance at f = 1 MHz I_E = I_e = 0; V_{CB} = 25 V	C_c	typ.	13,5 pF
Feedback capacitance at f = 1 MHz I_C = 40 mA; V_{CE} = 26 V	C_{re}	typ.	8,4 pF
Collector-stud capacitance	C_{cs}	typ.	2 pF

* Measured under pulse conditions: t_p < 300 µs; δ < 0,02.
** Measured under pulse conditions: t_p < 50 µs; δ < 0,01.

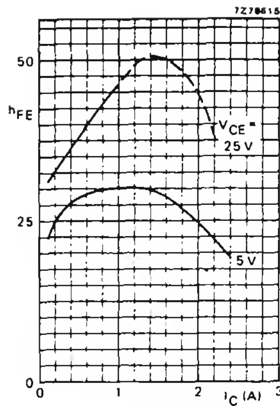


Fig. 5 Typical values, T_j = 25 °C.

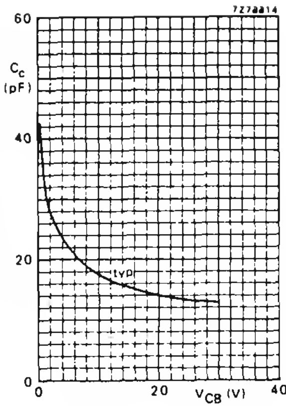


Fig. 6 $I_E = I_e = 0$, f = 1 MHz, T_j = 25 °C.

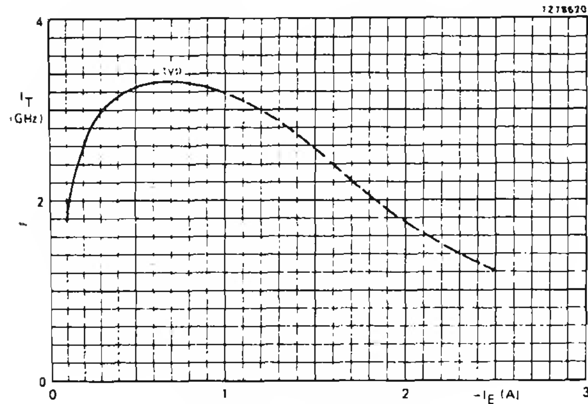


Fig. 7 V_{CB} = 25 V, f = 500 MHz; T_j = 25 °C

APPLICATION INFORMATION

f_{vision} (MHz)	V_{CE} (V)	I_C (mA)	T_h (°C)	d_{im} (dB) *	$P_{o\,sync}$ (W) *	G_p (dB)
860	25	600	70	−80	> 1,8	> 9
860	25	600	70	−60	typ. 1,9	typ. 10,2
860	25	800	25	−60	typ. 2,15	typ. 10,2

* Three-tone test method (vision carrier −8 dB, sound carrier −7 dB, sideband signal −16 dB), zero dB corresponds to peak sync level.

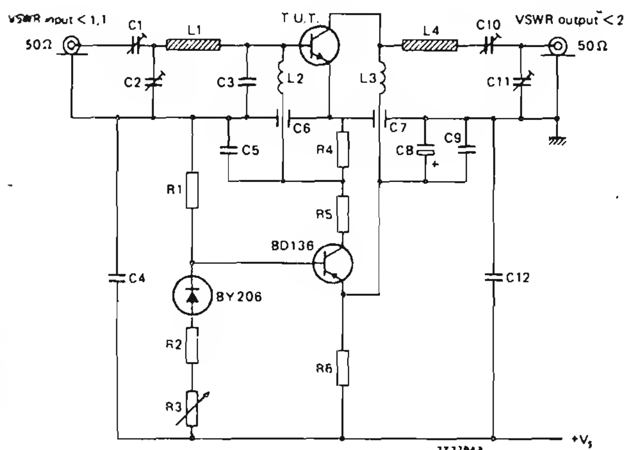


Fig. 8 Test circuit at f_{vision} = 860 MHz.

List of components:

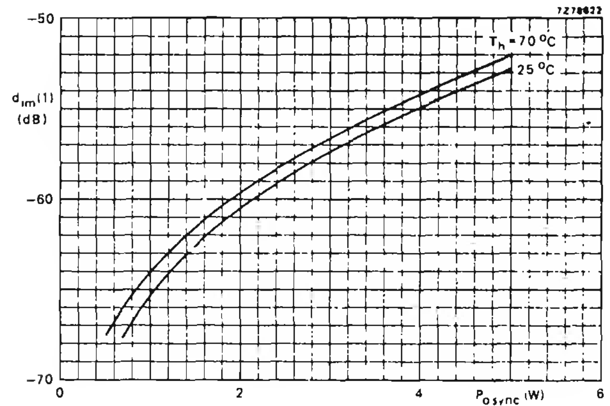
C1 = C2 = 1,4 pF to 5,5 pF film dielectric trimmer (cat. no. 2222 809 09001)
C3 = 2 x 5,6 pF chip capacitors (in parallel)
C4 = C5 = 100 nF polyester capacitor
C6 = C7 = 1 nF feed-through capacitor
C8 = 10 μF/40 V solid aluminium electrolytic capacitor
C9 = 470 nF polyester capacitor
C10 = 2 to 18 pF film dielectric trimmer (cat. no. 2222 809 09003)
C11 = 2 to 9 pF film dielectric trimmer (cat. no. 2222 809 09002)
C12 = 5,6 pF ceramic capacitor

List of components (continued).

R1 = 1,8 kΩ carbon resistor (0,5 W)
R2 = 150 Ω carbon resistor (0,25 W)
R3 = 100 Ω wirewound potentiometer (3 W)
R4 = 33 Ω carbon resistor (0,5 W)
R5 = 220 Ω carbon resistor (1 W)
R8 = 3 Ω; parallel connection of 4 x 12 Ω carbon resistors (1 W each)

L1 = stripline (13,6 mm x 6,9 mm)
L2 = microchoke 0,47 μH (cat. no. 4322 057 04770)
L3 = 1 turn Cu wire (1 mm), internal diameter 5,5 mm; leads 2 x 5 mm
L4 = stripline (40,8 mm x 6,9 mm)

L1 and L4 are striplines on a double Cu-clad printed-circuit board with PTFE fibre-glass dielectric (ϵ_r = 2,74); thickness 1,5 mm.



(1) Three-tone test method (vision carrier −8 dB, sound carrier −7 dB, sideband signal −16 dB), zero dB corresponds to peak sync level. Intermodulation distortion of input signal < −75 dB.

Fig. 9 Intermodulation distortion as a function of output power. Typical values, V_{CE} = 25 V, I_C = 600 mA, f_{vision} = 860 MHz.

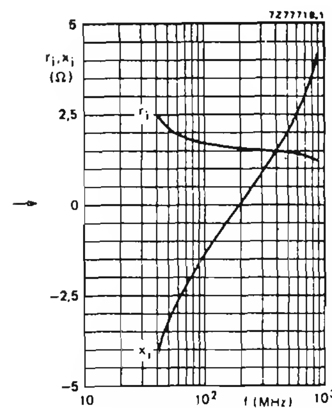


Fig. 10 Input impedance (series components).

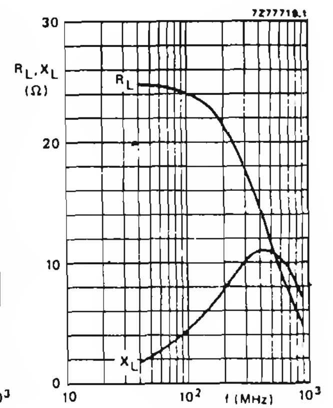


Fig. 11 Load impedance (series components).

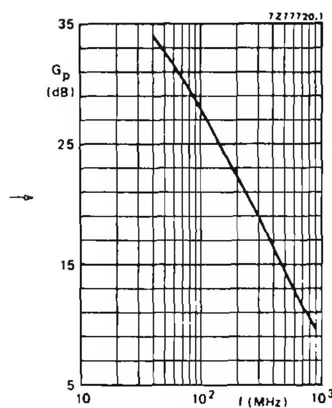


Fig. 12.

Conditions for Figs 10, 11 and 12:
Typical values; V_{CE} = 25 V; I_C = 600 mA; T_h = 70 °C.

Ruggedness

The BLW34 is capable of withstanding a load mismatch (VSWR = 50) under the following conditions:
f = 860 MHz; V_{CE} = 25 V; I_C = 600 mA, T_h = 70 °C and $P_{L(AV)}$ = 4 W.
This holds for single-tone as well as for two-tone operation (vision and sound).

Preamplificatore per ripetitori TV, bande IV/V, realizzato con il BLX 98

Viene presentato un esempio d'impiego di questo transistore in un amplificatore lavorante nelle bande IV-V (UHF). In appendice riportiamo una breve illustrazione dei parametri caratteristici di questi tipi di amplificatori.

Il BLX98 è un transistore di potenza per impieghi UHF (bande IV-V). E' un transistore N—P—N planare-epitassiale al silicio in contenitore plastico, terminali « stripline », tutti isolati dalla vite di fissaggio (stud) (fig. 1). La bassa dissipazione in c.c. di questo transistore è stata ottenuta grazie alla presenza di resistori « ballast » interni di emettitore e metallizzazione del chip in oro.

Esempio d'impiego del BLX98 in un preamplificatore per ripetitori e trasmettitori TV operanti nelle bande IV-V

In figura 2 è riportato un circuito di prova funzionante alla frequenza video di 860 MHz. Qui di seguito forniamo le prestazioni di questo circuito:

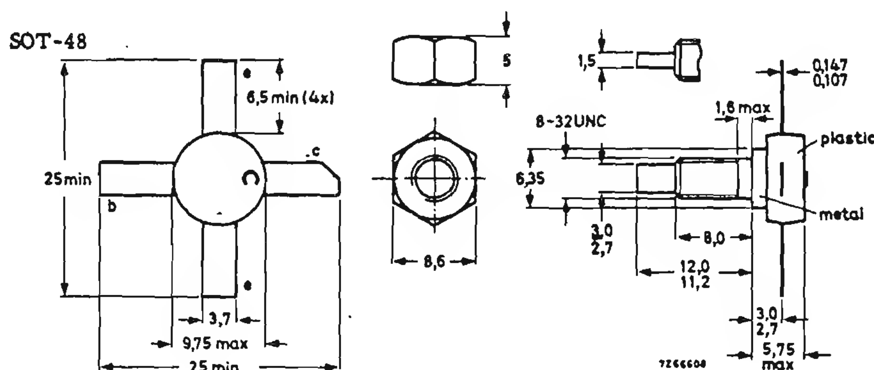


Fig. 1 - Dimensioni d'ingombro in mm, e collegamenti agli elettrodi del transistore U.H.F. BLX98. Il contenitore è un SOT-48. Se il transistore viene fissato mediante dado è preferibile impiegare una rondella « adesiva » al posto di una « grover ». Il foro nel dissipatore di calore dovrà avere un diametro massimo di 4,17 mm. Non dovrà presentare nè sbavature su entrambe le faccie del dissipatore nè smussature all'interno del medesimo.

d_{im} (dB)*	f_{video} (MHz)	V_{CE} (V)	I_C (mA)	G_p (dB)	P_o* $_{sinc}$ (W)	T_h (°C)
— 60	860	25	850	> 5,0	> 3,5	70
— 60	860	25	850	tip. 5,5	tip. 4,0	70

* E' la distorsione per intermodulazione misurata con il sistema delle tre frequenze (portante video — 8 dB, portante audio — 7 dB, segnale banda laterale — 16 dB); 0 dB corrisponde al picco del sincronismo.

In fig. 3 si può vedere l'andamento del fattore di amplificazione h_{FE} in funzione della corrente di collettore, mentre la fig. 4 dà l'andamento della capacità di collettore in funzione della tensione tra collettore e base. In fig. 9 è riportato l'andamento della frequenza di transizione in GHz in funzione della corrente di collettore. In fig. 6 si può vedere la potenza di uscita in watt in funzione della frequenza quando il BLX98 viene impiegato nella banda IV, mentre in fig 7 è dato lo stesso andamento della potenza quando il BLX98 viene impiegato nella banda V. La fig. 8 infine dà l'andamento tipico del guadagno in dB quando il transistore lavora entro le frequenze delle bande IV e V.

In fig. 5, in alto, è riportata la piastrina in fibra di vetro (teflon), vista dalla parte dei componenti mentre in basso si può vedere il rame della piastrina (sempre dalla parte dove si trovano i componenti), dato che la parte opposta della piastra stampata è completamente metallizzata (rame) in quanto serve da massa: i collegamenti a questa massa vengono effettuati mediante rivetti che attraversano la piastrina stessa.

Dati tecnici principali

Tensione base-collettore (emettitore aperto; valore di picco)	V_{CBOM}	mass.	50 V
Tensione emettitore-collettore (base aperta)	V_{CEO}	mass.	27 V
Corrente di collettore (valore di picco)	I_{CM}	mass.	4 A
Temperatura alla giunzione	T_j	mass.	200 °C
Resistenza termica tra giunzione e base di montaggio	$R_{th\ j-mb}$	=	5,5 °C/W
Frequenza di transizione $I_C = 1$ A; $V_{CE} = 25$ V	f_T	tipica	2,5 GHz
Potenza di uscita alla frequenza video di 860 MHz $I_C = 850$ mA; $V_{CE} = 25$ V; $T_h = 70$ °C; $d_{im} = -60$ dB	P_o sinc.	>	3,5 W
Guadagno in potenza alla frequenza video di 860 MHz $I_C = 850$ mA; $V_{CE} = 25$ V; $T_h = 70$ °C	G_p	>	5,0 dB

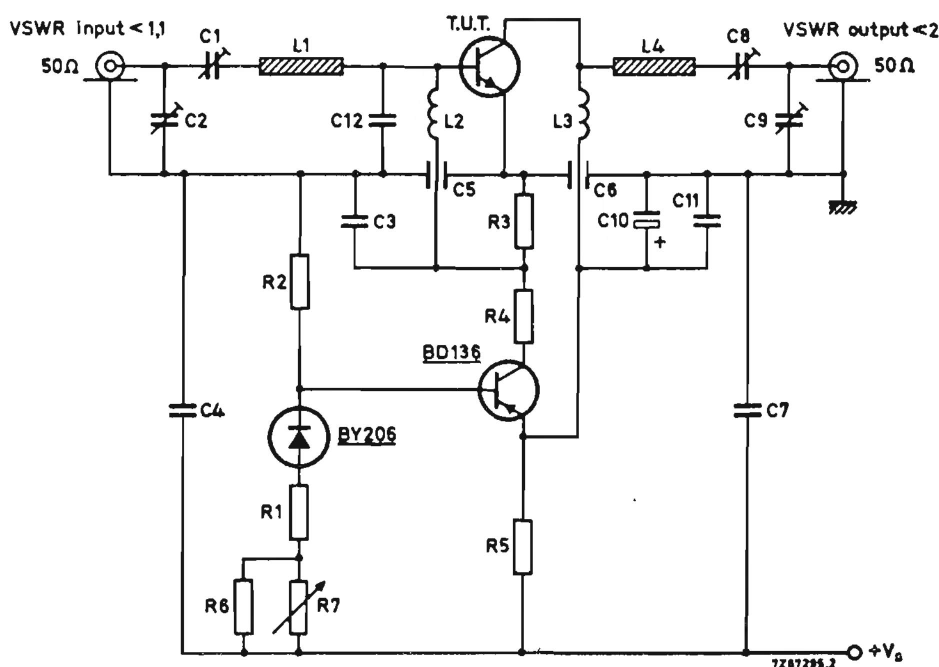


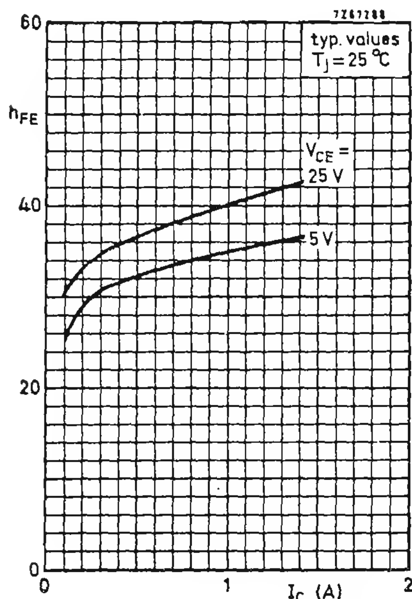
Fig. 2 - Schema elettrico del circuito di prova lavorante alla frequenza video di 860 MHz.

COMPONENTI

C_1 - C_2 1,4 .... 5,5 pF trimmer con dielettrico a film (codice 2222 809 09001)
C_3 - C_4 100 nF condensatori poliesteri
C_5 - C_6 1 nF condensatori passanti
C_7 5,6 pF condensatore ceramico
C_8 2 .... 18 pF trimmer con dielettrico a film (codice 2222 809 09003)
C_9 2 ... 9 pF trimmer con dielettrico a film (codice 2222 809 09002)
C_{10} 10 µF/40 V condensatore elettrolitico in alluminio solido
C_{11} 470 nF condensatore poliestere
C_{12} 2 × 3,3 pF condensatori « chip » (in parallelo)

R_1 150 Ω
R_2 1,8 kΩ
R_3 33 Ω
R_4 220 Ω (1 W)
R_5 4 × 12 Ω in parallelo (4 × 1 W)
R_6 1 kΩ
R_7 220 Ω (potenziometro)
L_1 « stripline » (13,6 mm × 6,9 mm)
L_2 microchoke 0,47 µH (codice 2422 535 00477)
L_3 1 spira di filo di rame da 1 mm: diametro interno 5,5 mm; terminali 2 × 5 mm
L_4 « stripline » (40,8 × 6,9 mm).

Le « stripline » L_1 e L_4 vengono ricavate dal rame della stessa piastra di circuito stampato in fibra di vetro (teflon); lo strato di rame si trova da entrambe le parti; lo spessore del teflon è 1,45 mm; la costante dielettrica ε_r (che funziona da dielettrico) è 2,74.



.g. 3 - Fattore di amplificazione h_{FE} in funzione della corrente di collettore (A).

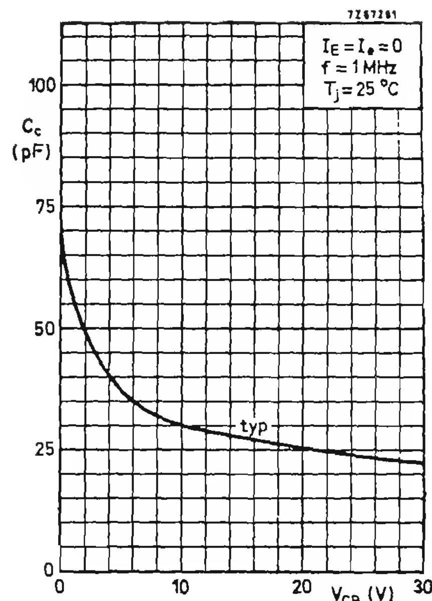


Fig. 4 - Capacità di collettore Cc (in pF) in funzione della tensione tra collettore e base (V).

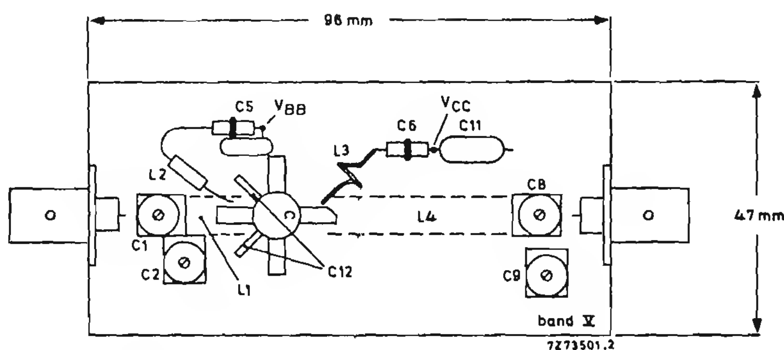




Fig. 5 - In alto: come si presenta la piastra in fibra di vetro (teflon) dalla parte dove sono montati i componenti; in basso: rame (stripline comprese) dalla parte dove si trovano i componenti; la parte opposta della piastrina è completamente ricoperta di rame che serve da massa comune a tutto il circuito. I collegamenti a questa massa vengono effettuati mediante fori attraversati da rivetti.

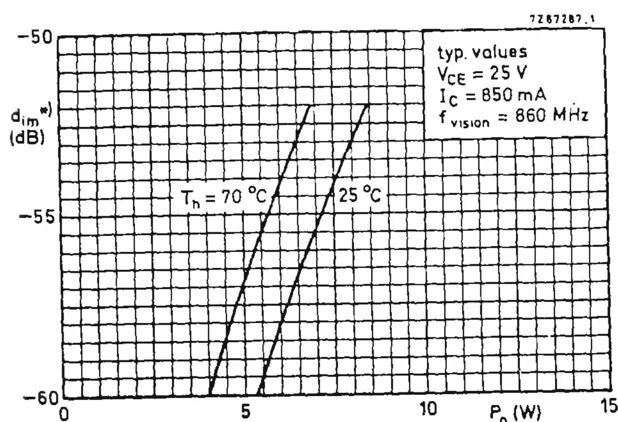


Fig. 5 a - Distorsione di intermodulazione d_{im} (dB) in funzione della potenza d'uscita P_o (W). (Per il significato dell'asterisco vedi la nota in calce alla tabellina).*

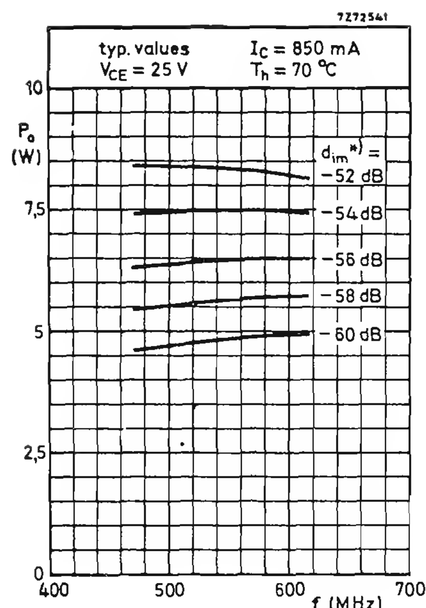


Fig. 6 - Potenza di uscita P_o (in W) in funzione delle frequenze della banda IV U.H.F.

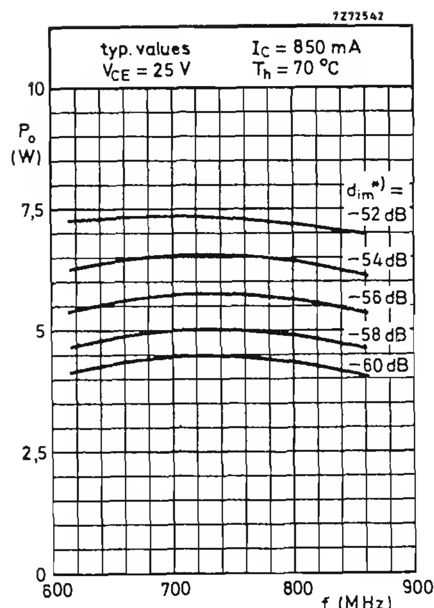


Fig. 7 - Potenza di uscita P_o (in W) in funzione delle frequenze della banda V U.H.F.

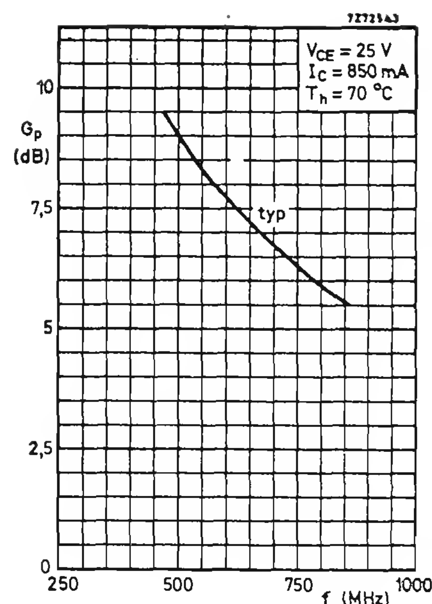


Fig. 8 - Guadagno G_p (in dB) in funzione delle frequenze delle bande IV e V U.H.F.

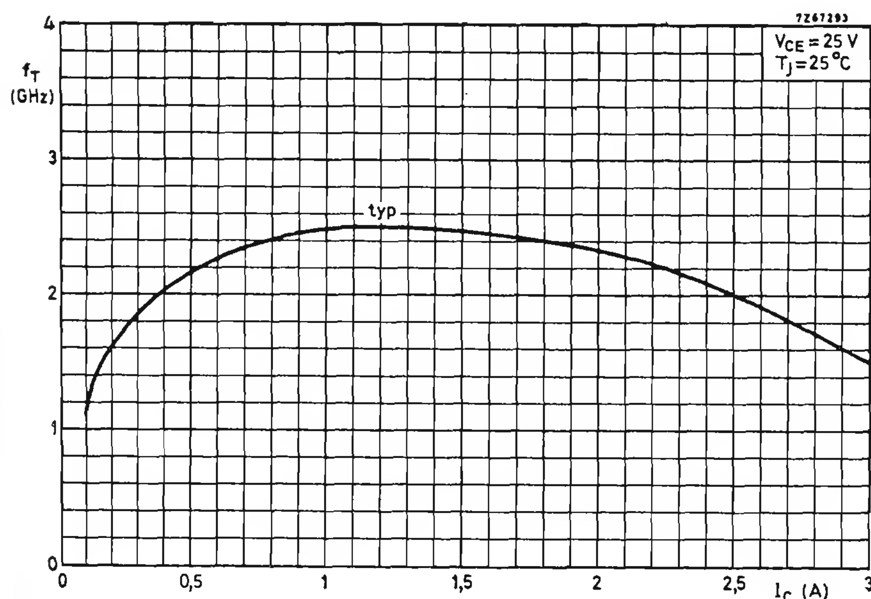


Fig. 9 - Andamento della frequenza di transizione (fT) in GHz in funzione della corrente di collettore (A).

APPENDICE I - Segnali e sistemi di misura per trasmettitori e ripetitori TV

Indichiamo qui di seguito i parametri essenziali da tener sott'occhio quando si vogliono valutare *quantitativamente* le prestazioni di un trasmettitore o ripetitore di segnali televisivi. Essi sono:

— la frequenza di lavoro
— la banda passante
— il guadagno differenziale
— la fase differenziale
— la compressione dei sincronismi
— il guadagno di potenza al livello del sincronismo.

La banda passante

La banda passante di qualsiasi sistema di trasmissione di segnali TV viene definita con riferimento alla curva di risposta ideale ampiezza/frequenza, considerata da tutti come *curva standard del sistema* (fig. 10). Per essere sicuri che la banda passante dell'amplificatore da collaudare corrisponda a quella della curva di risposta standard è pratica generale effettuare tale controllo impiegando *tre* differenti segnali di prova. Le curve di risposta ricavate in questa maniera dovranno trovarsi entro la *zona di tolleranza* della curva di risposta standard (fig. 10).

Le tre suddette misure vengono effettuate aggiungendo in corrispondenza di tre differenti livelli di lu-

minanza del segnale video (e precisamente al 40%, 65% e 15%), un'onda sinusoidale vobbulata da 0 a 5 MHz (fig. 11). A loro volta, le rispettive ampiezze dell'onda sinusoidale saranno 60%, 10% e 10% (da picco a picco), per cui le *ampiezze complessive* dei segnali video risultanti saranno 10/70, 60/70 e 10/20, come appunto indicato in fig. 11.

In fig. 10 si può vedere come più o meno dovrebbero trovarsi, entro la fascia di tolleranza della curva di risposta standard, le curve di risposta ottenute impiegando i tre segnali di prova suddetti.

Guadagno differenziale e fase differenziale

La fig. 12 indica come debbono essere misurati il guadagno e la fase differenziale di un sistema di amplificazione TV. Come indicato in fig. 12, il segnale video di prova ha la forma di un dente di sega che inizia con un'ampiezza del 17% e arriva fino al 75%; su questo dente di sega viene sovrapposta un'onda sinusoidale con ampiezza del 10% (da picco a picco) con frequenza di 4,43 MHz (CCIR). Quest'ultimo segnale *simula* la portante del colore. Viene inoltre impiegato, per la misura dei suddetti parametri, un secondo segnale di prova costituito anch'esso da un segnale video a dente di sega che, in questo caso, inizia dal 25% e termina al 75%. In questo caso, il segnale sinusoidale a 4,43 MHz ha un'ampiezza da picco a picco del 30%.

Mediante un'*unità di correzione* presente nel modulatore del segnale video si fa in modo che il suddetto segnale di prova risulti, in corrispondenza dell'*ingresso* dell'amplificatore da misurare, più corretto possibile, presenti cioè un guadagno differenziale del 100% ed una fase differenziale di 0°.

Assicuratisi di ciò, si procede alla misura, *all'uscita* dell'amplificatore, del guadagno e della fase differenziale come indicato in fig. 12.

Compressione dei sincronismi

E' noto che a causa della non-linearità della *caratteristica di trasferimento* dei transistori impiegati, qualsiasi amplificatore tende ad introdurre una certa distorsione nel segnale applicato al suo ingresso.

Nei sistemi di trasmissione TV a modulazione *negativa* del segnale video, il segnale con livello più basso corrisponde al *massimo bianco* della scena, ed ha un'ampiezza massima pari al 10% del segnale video; ne consegue che qualsiasi non linearità al di sotto di questo livello verrà a cadere al di là della parte visibile della scena; in altre parole, essa non produrrà nessuna alterazione sui veri « bianchi » della scena tresmessa.

All'altro estremo del segnale video si fa in maniera che il livello corrispondente al *massimo nero* non superi il 75% della massima ampiezza del segnale.

Un notevole inconveniente prodotto da fenomeni di non-linearità *al di sopra* del massimo livello del nero è, com'è noto, la *compressione* degli impulsi di sincronismo. Questo inconveniente viene però compensato *allungando* detti segnali *prima* della loro amplificazione. Questa operazione è conosciuta come *stiramento del sincronismo* (sync stretching).

La fig. 13 a riporta un segnale di sincronismo *all'uscita* avente un rapporto immagine/sincronismo pari a 75/25. Indicando con x l'ampiezza che l'impulso di sincronismo presenta *all'ingresso* avremo che il

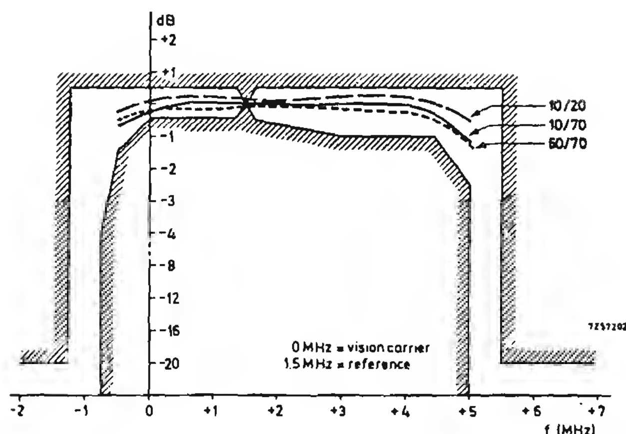


Fig. 10 - Curva di risposta standard ampiezza/frequenza di un canale TV CCIR. Le curve di risposta ricavate con tre segnali di misura di fig. 18 si trovano entro la fascia di tolleranza ammessa.

segnale applicato all'ingresso dovrà avere un rapporto immagine/sincronismo pari a $(100 - x/x)$.

Ciò è indicato in fig. 13 b per un rapporto immagine/sincronismo pari a 70/30.

Evidentemente, il maggiore o minore *stiramento* (stretching) da dare all'impulso del segnale di sincronismo dipenderà dall'entità della compressione che tale segnale potrà subire a causa della non-linearità dell'amplificatore. La compressione del sincronismo potrà pertanto essere misurata dal rapporto sincronismo all'ingresso/sincronismo all'uscita, e sarà x 25.

In fig. 14 possiamo vedere l'andamento del rapporto *potenza di pilotaggio al livello del sincronismo/potenza di pilotaggio al livello del nero* in funzione del rapporto *sincr. ingresso/sincr. uscita.* Questo grafico si riferisce solo agli impulsi di sincronismo di riga.

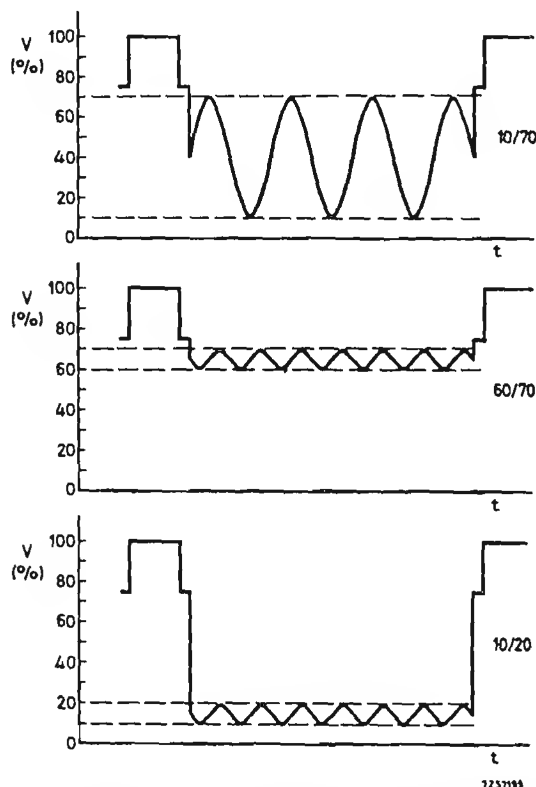


Fig. 11 - Dall'alto verso il basso. Segnale video di una riga con sovrapposti tre differenti livelli di un segnale sinusoidale (vedi testo).

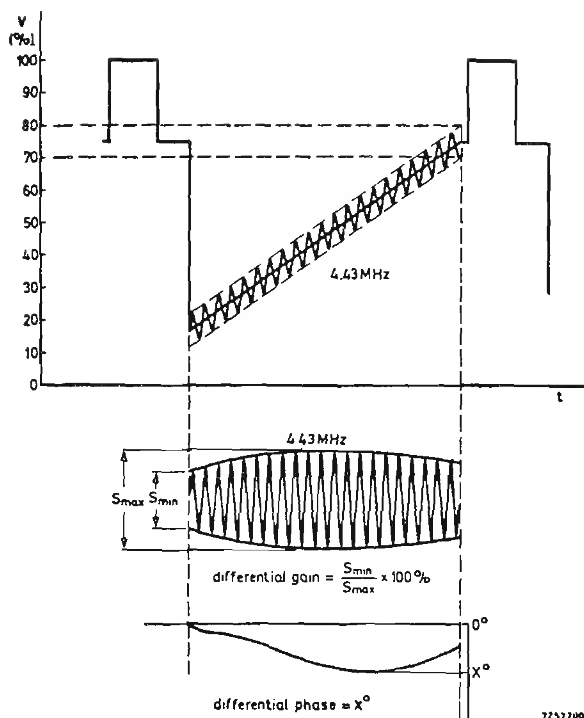


Fig. 12 - In alto. Segnale video a dente di sega di una riga con sovrapposto un segnale sinusoidale a 4,43 MHz. In basso. Sistema di misura del guadagno e della fase differenziale in un sistema C.C.I.R.

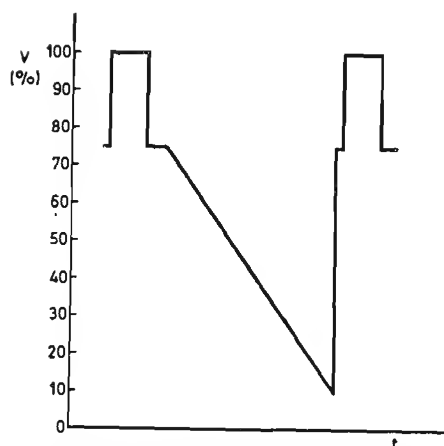


Fig. 13 a - Segnale d'uscita standard C.C.I.R. con rapporto di 75/25 di immagine/sincronismo.

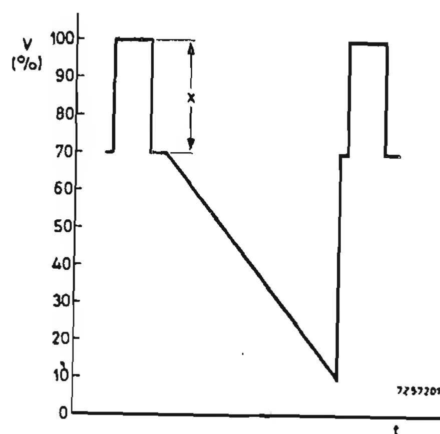


Fig. 13 b - Segnale d'ingresso con i segnali di sincronismo « allungati » (rapporto immagine/sincronismo = 70/30). In questo caso xV (%) = ampiezza dell'impulso di sincronismo d'ingresso.

APPENDICE II - Generalità sugli amplificatori lineari a larga banda

Gli amplificatori lineari a larga banda debbono possedere le seguenti caratteristiche:

— impedenza di 50 Ω all'ingresso e all'uscita,
— possibilità di accordo sulle frequenze comprese entro la banda.

La distorsione che il segnale TV subisce nell'ultimo stadio di potenza di un trasmettitore deve essere mantenuta più bassa possibile compatibilmente con il massimo rendimento che è necessario realizzare in questo stadio.

Siccome le eventuali non-linearità di cui può essere affetto lo stadio finale, di solito, non possono essere corrette né nel preamplificatore né nello stadio finale stesso ma piuttosto negli stadi a frequenza intermedia che precedono, è evidente la necessità che lo stadio pilota presenti un funzionamento più lineare possibile.

Tra le cause che producono non-linearità, e di conseguenza, degradazione del segnale video, le più importanti sono:

a) l'andamento non lineare della *giunzione base-emettitore* che può essere migliorato aumentando la corrente di polarizzazione di detta giunzione. In proposito si raccomanda di impiegare transistori le cui curve SOAR in continua (*S*afe *O*perating *AR*ea) consentano di poter lavorare con corrente di collettore con valore elevato;

b) calo della *frequenza di transizione* all'aumentare della corrente di collettore. Al riguardo possiamo dire che è possibile ottenere una buona linearità facendo lavorare il transistore con una corrente di emettitore in corrispondenza della quale la frequenza transizione assuma il massimo valore;

c) non-linearità dovuta alla *tensione di ginocchio* del collettore. Converrà pertanto ridurre l'escursione della tensione di collettore se si vuole ridurre l'effetto-ginocchio sulla non-linearità;

d) *moltiplicazione per effetto valanga.* Facendo lavorare il transistore molto al di sotto della tensione di rottura del collettore è possibile limitare l'influenza di questo fenomeno sulla non linearità;

e) la *capacità base-collettore* che aumenta secondo la radice cubica della tensione applicata. Pertanto, per ridurre la capacità sarà sufficiente aumentare la tensione al collettore.

I transistori impiegati per trasmettere segnali TV possono essere fatti lavorare in *classe A* oppure in *classe AB.* Nei *ripetitori,* nei quali, come è noto, un unico amplificatore finale è chiamato ad amplificare *tutto il canale TV* (e cioè sia la portante audio che la portante video), l'amplificazione lineare è la « conditio sine qua non » per il buon funzionamento dell'impianto. In particolare, si dovrà evitare sia la distorsione di fase che di ampiezza; solo così si potranno evitare i fastidiosi fenomeni di intermodulazione. Per ottenere ciò, i transistori finali dovranno essere fatti funzionare in classe A (corrente di collettore costante).

Per i *trasmettitori* TV veri e propri (nei quali le due portanti vengono amplificate separatamente), il discorso è diverso in quanto, essendo come abbiamo visto, applicata una certa *precorrezione* del segnale video al livello della frequenza intermedia, una *perfetta* linearità non è assolutamente richiesta (specialmente per ciò che riguarda la fase ed il guadagno differenziale). Da ciò consegue che i transistori possono essere fatti lavorare in classe AB, e di conseguenza si potrà ricavare da essi una potenza maggiore.

Nella maggior parte degli amplificatori di potenza a transistori, la resistenza di carico del circuito non sempre risulta *adattata* all'impedenza d'uscita del transistore. Succede infatti che la resistenza di carico risulti determinata dai seguenti parametri:

$$R_L = \frac{(V_{cc} - V_{sat})^2}{2 P_o}$$

nella quale
R_L = resistenza di carico,
V_{cc} = tensione al collettore,
V_{sat} = tensione di saturazione,
P_o = potenza d'uscita.

Pertanto, affinché il transistore d'uscita possa lavorare bene occorrerà progettare molto accuratamente *la rete di adattamento all'uscita.*

Il sistema di far lavorare *in parallelo* più transistori allo scopo di ottenere una potenza di uscita maggiore non è sempre di facile realizzazione. Un sistema meno critico è quello di impiegare *circuiti integrati ibridi,* i quali offrono il vantaggio di un maggiore isolamento tra i circuiti.

Alcune osservazioni sui ripetitori

Negli attuali ripetitori TV, le frequenze delle portanti audio e video del canale TV ricevuto vengono cambiate in quanto viene utilizzato per la loro ritrasmissione un canale diverso. Abbiamo visto, inoltre,

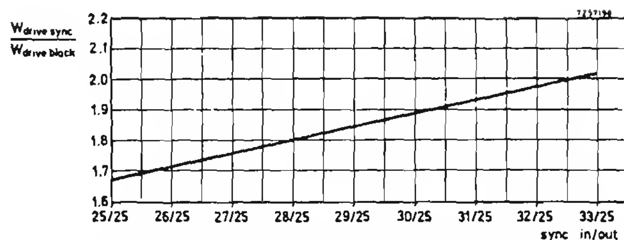


Fig. 14 - Variazione del rapporto potenza di pilotaggio al livello del sincronismo/potenza di pilotaggio al livello del nero, in funzione della compressione del sincronismo.

che l'amplificatore finale di questi ripetitori deve trattare contemporaneamente tutta la larghezza di banda del canale (e cioè, portante audio e video). Succede allora che se il transistore finale non lavora nel tratto lineare della caratteristica, la presenza simultanea di più segnali sinusoidali produrrà fenomeni di intermodulazione (meglio noti come prodotti d'intermodulazione).

Evidentemente, l'entità di questi prodotti di intermodulazione dipenderà sia dal livello dei segnali di ingresso dell'amplificatore sia dall'entità della non-linearità (di fase e d'ampiezza) con cui lavora il transistore finale.

Questi inconvenienti si verificano in maniera molto spiccata quando il segnale TV trattato è un segnale per immagini a colori. In questo caso bisognerà calcolare bene il *livello* del segnale d'ingresso per fare in maniera che il transistore possa lavorare in quella porzione della sua *caratteristica di trasferimento* che presenta un andamento più lineare possibile in modo da ottenere livelli di distorsione per intermodulazione compatibili e accettabili da un sistema di trasmissioni TVC.

Prove e misure hanno dimostrato che è possibile ottenere un'immagine TVC accettabile quando i parametri in questione assumono i seguenti valori:

— prodotti di intermodulazione (misurati col sistema delle tre frequenze)	$\leq$	— 52 dB
— linearità alle basse frequenze	$>$	95 %
— guadagno differenziale	$>$	95 %
— fase differenziale	$<$	3 %
— variazione rapporto immagine/sincronismo	$<$	3 %

Le ultime quattro di queste caratteristiche debbono essere assolutamente soddisfatte nel caso in cui le portanti video e audio vengono trattate *contemporaneamente* in uno stesso amplificatore lineare (ripetitore), in quanto in questo caso, l'amplificatore lavora con un picco di potenza dell'inviluppo molto più elevato di quando viene ad esso applicata la sola portante video.

L'amplificatore finale di un ripetitore U.H.F. potrà lavorare con triodi metallo-ceramica a guadagno elevato, klystron, tubi ad onde progressive o transistori. Attualmente sono però disponibili transistori capaci di dare 10 W nelle bande IVe V (U.H.F.).

Amplificatore S.S.B. a bassa distorsione

– Banda di lavoro: 1.6/28 MHz
– Potenza d'uscita: 50 W p.e.p.

Viene descritto un amplificatore di potenza a larga banda a transistori per impieghi S.S.B. Entro la banda da 1,6 MHz e 28 MHz, esso può fornire una potenza di uscita di 50 Wp.e.p. i prodotti di distorsione nel loro complesso si trovano 40 dB al disotto del segnale principale. Questo amplificatore con guadagno di 18 dB è costituito essenzialmente da un sistema push-pull a cascode. La tensione di onda stazionaria d'ingresso (v.s.w.r.) è inferiore a 1,24.

1 - INTRODUZIONE

E' noto che negli amplificatori a larga banda impiegati nei sistemi di telecomunicazioni multicanale S.S.B., il contenuto di armoniche e la distorsione prodotta da fenomeni di intermodulazione devono trovarsi 40 dB *al disotto* del segnale utile. Gli attuali amplificatori lavoranti in *classe A-B* raramente riescono a sopprimere più di 30 dB i prodotti di distorsione dovuti a fenomeni di intermodulazione mentre la distorsione dovuta alla *terza* armonica non si riesce ad abbassarla oltre i 15 dB.

Gli amplificatori lavoranti in *classe A* sono invece in grado di fornire, sotto questo punto di vista, prestazioni migliori: infatti, essi riescono a sopprimere nella misura di 40 dB la distorsione per intermodulazione, e nella misura di 25 dB la distorsione dovuta alle armoniche.

In questo articolo verrà descritto il progetto e la realizzazione pratica di un amplificatore a larga banda lavorante in *classe A* impiegante un particolare circuito *push-pull in cascata.*

Due transistori *BLW60* lavorano in uno stadio pilota configurato a emettitore in comune; lo stadio finale è costituito da due transistori 585 BLY montati in configurazione base comune (la sigla 585 BLY è una sigla di sviluppo. I dati riassuntivi di questo transistore sono stati riportati alla fine di questo articolo).

La potenza di uscita è 50 Wp.e.p.; il guadagno oscilla tra 0,23 dB e 18 dB entro la banda tra 1,6 MHz e 28 MHz mentre il livello di intermodulazione e la distorsione da armoniche è — 40 dB. L'amplificatore richiede una tensione di alimentazione 44 V/6 A.

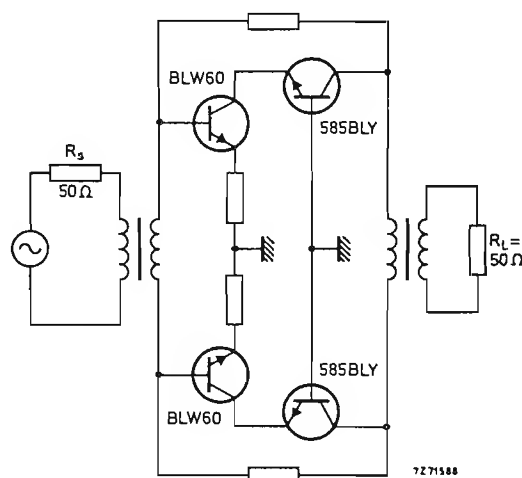


Fig. 1 - Schema di massima dell'amplificatore push-pull cascode.

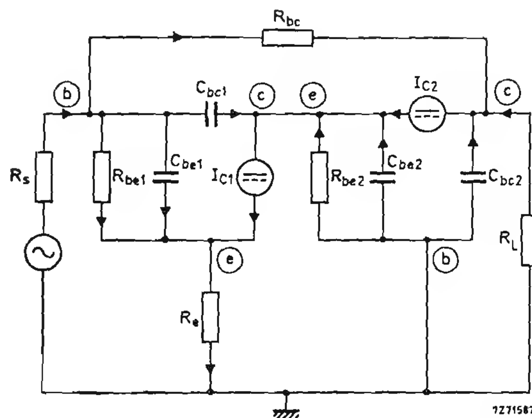


Fig. 2 - Circuito equivalente semplificato di una coppia di cascode.

2 - CONSIDERAZIONI DI PROGETTO

Si sa che negli amplificatori *lineari* a transistori le cause che producono distorsione sono essenzialmente due: *la prima* è la variazione non lineare esistente tra *frequenza di taglio* f_T e corrente e tensione di collettore; *la seconda* è la variazione, anch'essa non lineare, tra capacità di collettore e tensione di collettore. Quest'ultima causa diventa ancora più seria negli amplificatori in *classe A* in configurazione a emettitore in comune quando questi lavorano verso l'estremo *superiore* della banda passante. In questi casi infatti, la maggior parte della corrente r.f. di ingresso tende a scorrere attraverso la capacità del collettore.

In un circuito *in cascata* (cascode), la situazione è completamente diversa. In questo caso infatti, lo stadio a emettitore in comune viene *caricato* dall'impedenza di ingresso molto bassa dello stadio a base in comune; questa configurazione riduce di 10 volte la corrente circolante attraverso la capacità del collettore dello stadio di ingresso.

Inoltre in uno stadio con base in comune l'effetto dovuto alle capacità di collettore viene ulteriormente ridotto anche per un'altra ragione: in questo caso infatti, la capacità viene a trovarsi *in parallelo* al carico, e di conseguenza, la sua reattanza risulterà molto elevata in confronto a quella della resistenza di carico. Questo è il motivo principale per cui molti amplificatori *C.A.T.V.* impiegano circuiti in cascata (cascode).

2.1 - Condizioni di lavoro

In un circuito in cascata i transistori risultano collegati *in serie* perciò che riguarda l'alimentazione in corrente continua. Nel caso particolare del transistore *BLW60*, è ammissibile una V_{CE} di 14 V mentre per il 585 BLY occorre una tensione di 28 V; tenendo inoltre presente un'ulteriore caduta di tensione di 2 V che si verifica ai capi del resistore di emettitore del BLW60, si può concludere che il valore della tensione *effettiva* di alimentazione del circuito dovrà avere il valore di 44 V. I grafici SOARS (Safe Operating Areas) in corrente continua dei transistori BLW60 e 585 BLY ammettono una corrente di collettore di 3 A ad una temperatura del dissipatore di calore di 70 °C.

2.2 - Progetto pilota

Per acquistare una certa esperienza con questo nuovo circuito, si credette opportuno realizzare per prima cosa un *circuito-pilota* costituito da un amplificatore *single-ended in cascata* impiegante soltanto due transistori. Questo circuito venne progettato per una potenza di uscita di 20 W p.e.p e doveva avere una distorsione di intermodulazione pari a —40 dB; questo era ciò che si voleva ottenere da questo progetto-pilota. Per migliorare la soppressione delle armoniche in corrispondenza delle frequenze più elevate della banda interessata, venne aggiunto all'uscita un filtro passa-basso del tipo Chebyshev con frequenza di taglio a 29 MHz.

3 - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Qui di seguito descriveremo sia la versione *single-ended* sia la versione *push-pull*. Il progetto in corrente continua di questi due tipi di amplificatori segue le normali regole di progetto di questi amplificatori, e di conseguenza non ci dilungheremo a ripeterle.

3.1 - Esigenze dei circuiti di ingresso e di uscita

La disposizione-base dell'amplificatore push-pull la si può vedere in fig. 1; in fig. 2 è riportato il circuito equivalente semplificato di *una* delle coppie in cascata (cascode).

a) *Occupiamoci innanzitutto del segnale di ingresso*

La corrente di ingresso di base dello stadio emettitore in comune può considerarsi formata essenzialmente da due componenti: e precisamente da una componente *reale* formata dalla somma delle correnti circolanti attraverso R_{bE1} e R_{bc}; e da una componente *immaginaria* formata dalla somma delle correnti circolanti in C_{bel} e C_{bc1}.

L'esperienza acquisita nel progetto di questi particolari amplificatori ha insegnato che per avere ottime caratteristiche di larga banda, la componente *reale* deve essere più elevata nella misura del 50% rispetto alla componente *immaginaria*.

Il valore di I_{Cbel} può essere ricavato dalla seguente relazione:

$$f_T/f = I_{C1}/I_{Cbel}.$$

Siccome la corrente di collettore del 585 BLY è 3 A e la sua h_{FE} è 50, avremo che la corrente di collettore I_{C1} sarà uguale a 3,06 A. Siccome la frequenza di transizione f_T del BLW60 è 600 MHz, alla frequenza di 28 MHz avremo:

$$I_{Cbel} = 3,06 \times 28/600 = 0,143 \text{ A}.$$

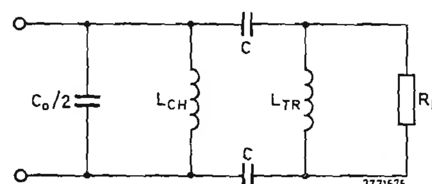


Fig. 3 - Circuito equivalente del carico presentato ai collettori dei transistori 585 BLY.

Abbiamo detto che la relazione tra C_{bc} e la tensione base-collettore ha un andamento lineare per cui una eventuale modulazione della tensione al collettore tenderà a variare il valore medio della capacità C_{bc}. Per il BLW60, C_{be} (= C_{bCl}) è 83 pF alla tensione di lavoro scelta di 14 V.

La componente alternata della tensione ai capi di C_{bel} è formata: 1) dalla tensione presente ai capi di R_e e cioè 2 V; 2) da V_T (= kT/q) di entrambi i transistori, e cioè 0,06 V; 3) dalle tensioni ai capi dei resistori di collettore del BLW60, ed infine 4) dalla tensione ai capi del resistore di emettitore del 585 BLY (non indicato), quest'ultima pari a 0,6 V. Oltre a queste cadute di tensione dobbiamo aggiungere inoltre altre cadute di tensione che si verificano ai capi delle varie induttanze *parassite* presenti inevitabilmente nel circuito.

Complessivamente quindi abbiamo una caduta di tensione di 3 V.

Ora, una componente di tensione alternata pari a 3 V tende ad aumentare C_{bcl} fino a circa 88 pF; partendo da questo valore sarà facile calcolare I_{Cbcl}. Avremo infatti:

$$I_{Cbcl} = V_{BCl}\ \omega C_{bcl}$$

$$= 3 \times 2\pi\ 28 \times 10^{6} \times 88 \times 10^{-12}$$

$$\simeq 0{,}046\ A.$$

Concludendo possiamo quindi affermare che la componente *immaginaria* complessiva della corrente di ingresso sarà 0,143 + 0,046 = 0,189 A.

Per poter calcolare la componente *reale* della corrente di ingresso occorre che determiniamo innanzitutto la tensione di ingresso. Quest'ultima risulterà dalla somma della caduta di tensione ai capi di R_e e cioè 2 V, più la V_T del BLW60, e cioè 0,03 V: vediamo allora che la tensione complessiva di ingresso assumerà il valore di 2,03 V. Supponendo ora che la resistenza d'ingresso abbia il valore di 6,25 Ω, la componente reale della corrente di ingresso assumerà il seguente valore: 2,03/6,25 = 0,325 A.

Questo valore, come si vede, corrisponde *a più* del 50% della componente immaginaria, e di conseguenza, soddisferà pienamente il criterio in precedenza enunciato per avere le caratteristiche di larghezza di banda richieste.

b) *Vediamo ora come è possibile calcolare R_{bc} e R_e*

Una parte della componente reale della corrente di ingresso scorre attraverso R_{bel}. Supponendo per il BLW60 un $h_{FE} = 50$ avremo:

$$I_{Rbel} = I_{Cl}/h_{FE} = 3{,}06/50 = 0{,}061\ A.$$

Ciò permette di far circolare attraverso R_{bc} una corrente pari 0,325 — 0,061 = 0,264 A. La tensione ai capi di R_{bc} deve essere uguale alla somma (non trasformata) delle tensioni rispettivamente di ingresso e di uscita, vale a dire 28 + 2,03 ≈ 30 V.

Per cui avremo:

$$R_{bc} = 30/0{,}264 = 114\ \Omega.$$

A questo punto è possibile calcolare il valore di R_e. Infatti siccome V_{Re} è 2 V e la corrente di emettitore del BLW60 è 3,06 + 0,06 = 3,12 A, avremo:

$$R_e = 2/3{,}12 = 0{,}641\ \Omega.$$

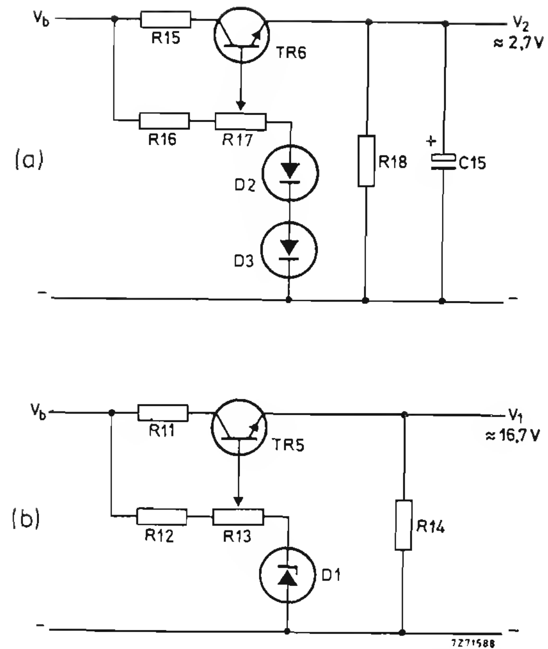


*Fig. 4 - Circuiti per la tensione di polarizzazione. **a)** tensione di alimentazione di 2,7 V per i transistori di ingresso BLW 60. **b)** tensione di alimentazione di 16,7 V per i transistori di uscita 585 BLY.*

La componente *interna* di questa resistenza, e cioè r_e, è 0,088 Ω per il transistore BLW60, il che permette di aggiungere *all'esterno* una resistenza pari a 0,641 — 0,088 = 0,553 Ω.

c) *A questo punto vediamo come si può calcolare la potenza di uscita e la resistenza di carico.*

La corrente di uscita r.f. (non trasformata) è data da:

$$I_o = I_{C2} - I_{Rbe} = 3 - 0{,}264 = 2{,}74\ A.$$

Da questa espressione è possibile ricavare sia la potenza di uscita sia la resistenza di carico.

Infatti per la potenza di uscita avremo:

$$P_o = V_{CE2} I_o/2 = 28 \times 2{,}74/2 = 38{,}4\ W$$

mentre per la resistenza di carico avremo:

$$R_L = V_{CE2}/I_o = 28/2{,}74 = 10{,}2\Omega$$

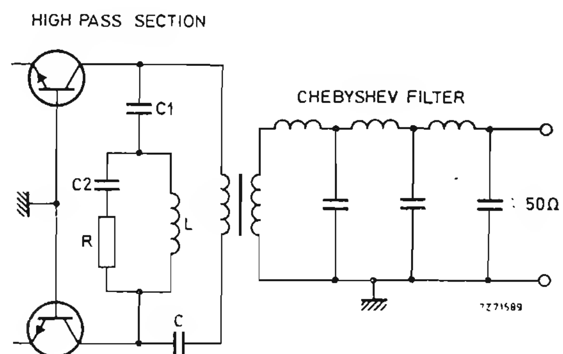


Fig. 5 Filtri passa-alto e filtro Chebyshev di uscita.

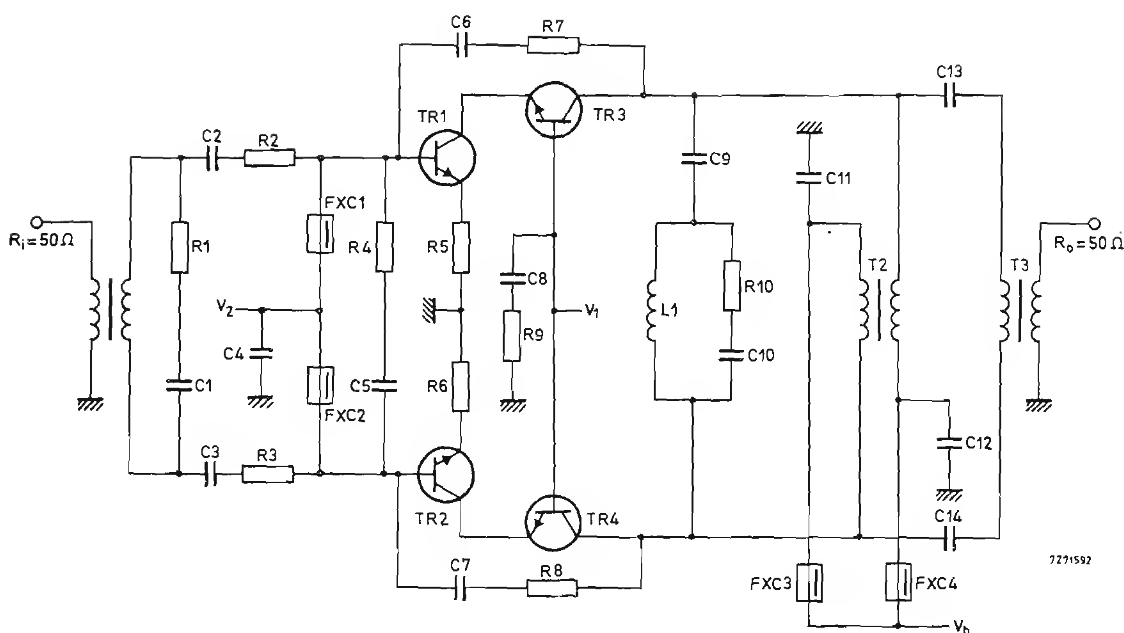


Fig. 6 - Circuito finale dell'amplificatore cascode/push-pull da 50 W di uscita. I valori dei componenti sono riportati nell'Appendice 1.

d) *Parliamo infine della potenza di pilotaggio e del guadagno*

La potenza di pilotaggio richiesta per l'uscita da una versione single-ended di 38,4 W su una impedenza di 10,2 Ω è data dalla seguente espressione:

$$P_{dr} = V_i I_i / 2 = 2{,}03 \times 0{,}325 = 0{,}33\ \text{W}$$

e di conseguenza, il guadagno in potenza sarà dato da:

$$G_p = 10 \log (P_o/P_{dr}) = 10 \log (38{,}4/0{,}33)$$
$$= 20{,}7\ \text{dB}.$$

3.2 - Il trasformatore d'ingresso

In un primo tempo, per adattare l'impedenza della sorgente del segnale (50 Ω) all'impedenza di ingresso dell'amplificatore (2 × 6,25 Ω) venne impiegato un convenzionale trasformatore d'ingresso calcolato in base ai dati in precedenza acquisiti. Si effettuarono le misure e si riscontrò che nella versione-pilota single-ended sia l'impedenza d'ingresso che il guadagno in potenza risultavano, verso il limite superiore della banda, superiori a quelli in precedenza fissati. Questa incongruenza venne corretta aggiungendo in serie alla base di ciascun BLW60 resistori addizionali da 6 Ω. In questa maniera l'adattamento ai 50 Ω diventava 2 × 12,25 Ω.

La procedura di questa correzione verrà spiegata più avanti.

Il trasformatore d'ingresso è un trasformatore *toroidale* convenzionale realizzabile in base alle indicazioni riportate nelle appendici 1 e 2.

3.3 - Il trasformatore di uscita

Compito del trasformatore di uscita è quello di adattare l'impedenza di uscita dell'amplificatore pari a 2 × 10,2 Ω all'impedenza di 50 Ω caratteristica della linea di trasmissione. Anche questo trasformatore segue criteri di progetto convenzionali riportati anch'essi nelle appendici 1 e 2.

3.4 - Il choke di uscita

I due chokes di uscita presenti nei circuiti di collettore dei transistori finali 585 BLY vengono avvolti su un unico bastone di ferrite. Ciò permette di annullare quasi completamente flussi in cc presenti nel nucleo stesso.

Questi chokes, essendo avvolti su bastone in ferrite, hanno ovviamente un circuito magnetico *aperto*, e di conseguenza, difficilmente saturabile. Ciò ha il vantaggio di attenuare l'effetto indesiderato derivante dall'avere correnti di uscita non uguali, e nello stesso tempo contribuisce a mantenere un valore di induttanza sostanzialmente costante entro un ampio campo di variazione delle correnti.

Si noterà osservando la fig. 6 che questi chokes sono stati collegati in maniera da abbassare la frequenza di risonanza del circuito di disaccoppiamento, così da evitare fenomeni di oscillazioni che potrebbero instaurarsi entro la banda passante in cui deve lavorare l'amplificatore.

3.5 - Compensazione del circuito di uscita

La fig. 3 indica il circuito equivalente del carico presentato ai collettori dei transistori finali 585 BLY. In questo circuito di compensazione, C_o indica la capacità di uscita del transistore mentre i due C non sono altro che condensatori di blocco della corrente continua; L_{CH} è l'induttanza del choke e L_{TR} è l'induttanza presentata dal primario del trasformatore di uscita. In questo caso $L_{CH} = L_{TR} \approx 8\ \mu\text{H}$.

Considerando questo circuito equivalente come una sezione di un filtro passa-alto avente un'impedenza caratteristica pari a:

$$R_L = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

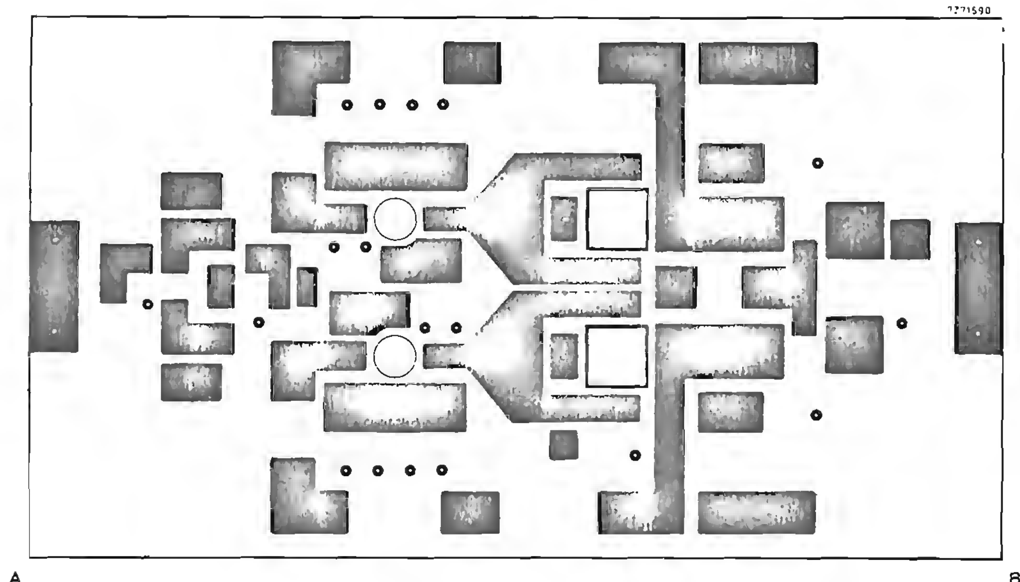


Fig. 7 - Parte superiore del rame (dove verranno sistemati i componenti) della piastra del circuito stampato per la realizzazione dell'amplificatore riportato in fig. 6. Dimensioni: 6/10 rispetto all'originale.

avremo che il valore di C sarà dato da:

$$C = \frac{L}{R_L^2} = 8 \times 10^{-6}/20^2 = 20\,\text{nF}.$$

3.6 - Tensioni di polarizzazione per i transistori

Le basi dei transistori BLW60 richiedono una tensione di polarizzazione di circa 2,7 V, tensione quest'ultima risultante dalla somma della caduta di tensione ai capi del resistore di emettitore (2 V) e della tensione diretta ai capi del diodo base-emettitore del transistore (circa 0,7 V).

I transistori 585 BLY richiedono una tensione di polarizzazione di 16,7 V: tale valore tiene conto della V_{CE} dei transistori pilota BLW60, della caduta di tensione ai capi dei resistori di emettitore di ciascun BLW60 e della tensione diretta base-emettitore del 585 BLY.

La corrente di base richiesta da ciascun transistore ha pressapoco lo stesso valore: entrambi lavorano infatti con la stessa corrente di collettore ed hanno uguali anche i valori di h_{FE}. In conclusione quindi la corrente di base sarà data da:

$$I_B = \frac{I_C}{f_{FE}} \approx \frac{3}{50} = 0{,}06\ \text{A},$$

in altre parole, una corrente complessiva di 120 mA per ciascuna tensione di polarizzazione.

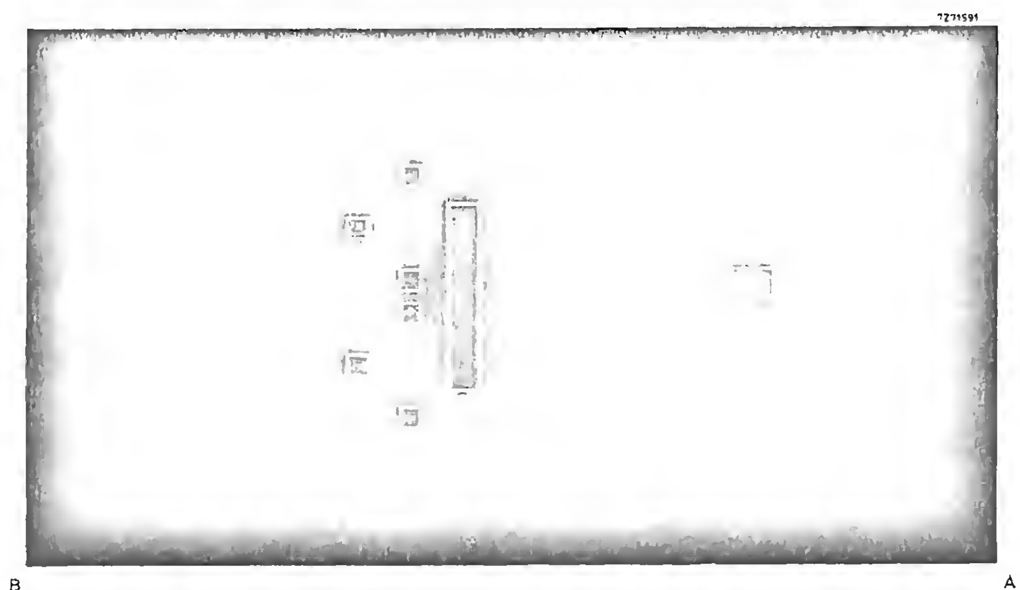


Fig. 8 - Parte inferiore della piastra di circuito stampato dove si trova il rame che forma di piano di base: dimensioni 6/10 del prototipo.

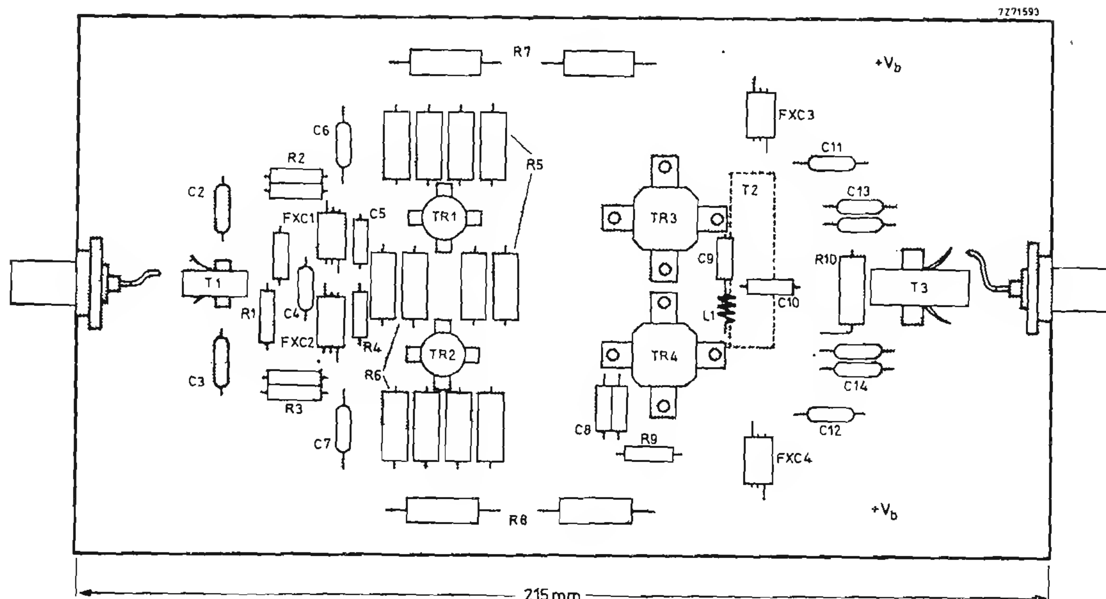


Fig. 9 - Disposizione dei componenti dell'amplificatore: dimensioni: 6/10 rispetto all'originale.

Come risulta dalla fig. 4, la tensione di polarizzazione è fornita da due stabilizzatori di tensione di bassa potenza.

3.7 - I filtri passa-alto

Per migliorare la soppressione delle armoniche viene collegato tra il trasformatore di uscita e il carico un filtro passa-basso del tipo *Chebyshev*. Un siffatto filtro tenderebbe però a far aumentare fuori banda l'impedenza di carico, e potrebbe quindi fare entrare in oscillazione l'amplificatore. Questo indesiderato fenomeno viene impedito da un semplice filtro passa-alto collegato tra i collettori dei due transistori finali (vedi fig. 5).

In questa figura, il condensatore C1 funziona anche

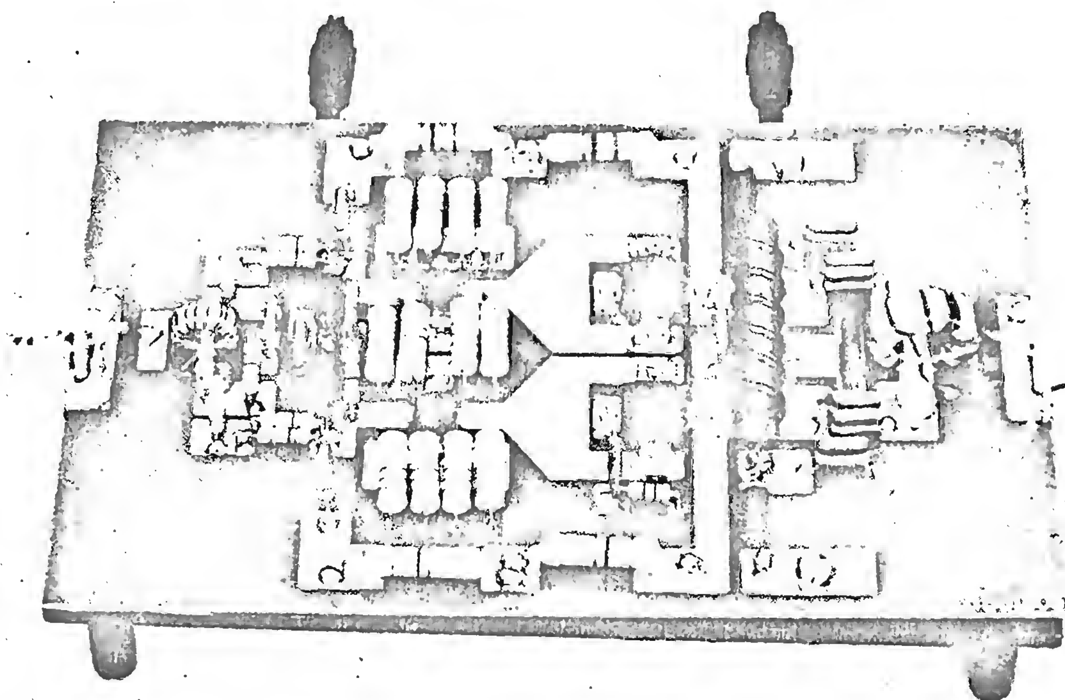


Fig. 9a - Fotografia dell'amplificatore da 50 W descritto nel testo.

Fig. 10 - Rame della piastrina del circuito stampato dove si trovano i due circuiti che forniscono le due tensioni di polarizzazione. Dimensioni: 5/6 del naturale.

Fig. 11 - Disposizione dei componenti sulla piastrina dove si trovano i circuiti che forniscono le due tensioni di polarizzazione.

da compensatore r.f. del primario del trasformatore di uscita. Un analogo condensatore di compensazione per il secondario del trasformatore non venne inserito nella versione finale di questo amplificatore.

La presenza del filtro passa-alto esige che il filtro passa-basso abbia un ingresso ad L.

3.8 - Correzioni nel circuito di ingresso

Abbiamo visto in precedenza che verso le frequenze più elevate della banda delle frequenze trasmesse, sia il *guadagno in potenza* sia *l'impedenza di ingresso* tenderebbero ad aumentare più di quello previsto da questo progetto. Oltre a ciò si è anche visto che l'impedenza di ingresso tenderebbe ad assumere un carattere prevalentemente induttivo e non capacitivo come invece si vorrebbe.

Teniamo presente in proposito che l'impedenza di ingresso può essere data approssimativamente dalla seguente espressione:

$Z_i = Z_e R_{bc} / Z_L,$

la quale può essere spiegata nella seguente maniera.

Innanzitutto l'impedenza di emettitore Z_e risulta formata da R_e più la relativa induttanza in serie. A sua volta, l'impedenza del carico Z_L include il filtro passa-alto avente una componente prevalentemente capacitiva.

L'impedenza d'ingresso è stata resa *resistiva* mediante aggiunta di resistori in serie alla base di ciascun BLW60, mediante corrispondente modifica del trasformatore di ingresso e aggiunta di due reti RC in serie: una collegata ai capi del secondario del trasformatore d'ingresso e l'altra tra le basi dei transistori BLW60.

Cosa si è ottenuto?

Una caratteristica guadagno/frequenza sufficientemente piatta, un buon fattore di tensione di onda stazionaria di ingresso (v.s.w.r.) senza dover ricorrere ad un'ulteriore compensazione sul primario del trasformatore d'ingresso.

4 - REALIZZAZIONE PRATICA DELL'AMPLIFICATORE

In fig. 6 abbiamo riportato la versione finale del nostro amplificatore push-pull. Com'è prassi comune in questi casi, il circuito è stato realizzato su circuito stampato di resina epossidica rivestito con rame da entrambe le parti, tenendo presente che un lato del rivestimento rame serve da *piastra di base* di tutto il circuito (fig. 8). L'altro lato del rame e cioè quello dove si trovano i componenti è riportato in fig. 7; in fig. 9 si può vedere questo lato del rame con i componenti montati. I collegamenti tra i due fogli o lati del circuito stampato vengono fatti, come di consueto, me-

Fig. 12 - Disposizione degli strumenti per la misura a « due frequenze » della distorsione per intermodulazione dell'amplificatore.

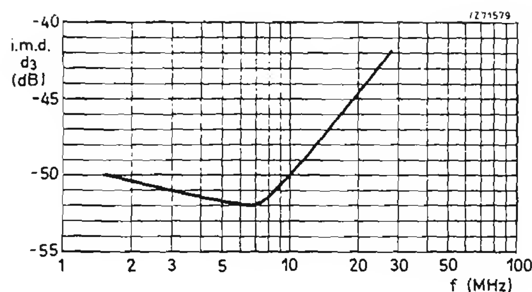


Fig. 13 - Livello più elevato della distorsione di intermodulazione di III ordine d_3 $d_{(2p-q)}$ oppure $d_{(2q-p)}$ calcolata per l'amplificatore push-pull da 50 W.

diante rivetti saldati di volta in volta nelle loro posizioni.

Tutti i transistori vengono raffreddati mediante circolazione di acqua; un buon contatto termico (bassa resistenza termica) si ottiene impiegando paste al silicone.

Le tensioni di polarizzazione delle basi (fig. 4) vengono ricavate da un circuito realizzato su una piastrina di circuito stampato separata. Il circuito in rame di questa piastrina è indicata in fig. 10, mentre la sezione con i componenti montati è riportata in fig. 11.

Entrambe le tensioni di polarizzazione di base debbono essere disaccoppiate agli effetti della r.f. La tensione di polarizzazione di 2 V viene disaccoppiata mediante 100 nF (fig. 6, C4); quella a 16,7 V mediante un filtro RC formato da 10 Ω con 2 × 470 pF in parallelo (fig. 6, R9, C8).

I dati costruttivi dei trasformatori e del choke sono riportati nell'Appendice 1.

5 - MISURE E RISULTATI

Abbiamo effettuato misure sia sull'amplificatore single-ended da 20 W che sulla versione push-pull da 50 W. Le condizioni di misura nominali furono le seguenti:

— Tensione di alimentazione: 44 V;
— Impedenze della sorgente e del carico: 50 Ω;
— Temperatura ambiente: 25 °C.

Tutte le misure vennero effettuate in condizioni di massima potenza di uscita di entrambi gli amplificatori.

TABELLA 1 - Distorsione per intermodulazione per la versione single-ended dell'amplificatore da 20 W

frequenza (MHz)	*intermodulazione (— dB)* $d_{(3p-2q)}$	$d_{(2p-q)}$	$d_{(2q-p)}$	$d_{(3q-2p)}$
1,6	> 60	53	53	> 60
3,5	> 60	> 60	> 60	> 60
7	> 60	55	> 60	> 60
14	> 60	49	54	> 60
20	> 60	45	45	> 60
28	57	42	41	56

TABELLA 2 - Distorsione per intermodulazione per l'amplificatore push-pull da 50 W

frequenza (MHz)	*intermodulazione (— dB)* $d_{(3p-2q)}$	$d_{(2p-q)}$	$d_{(2q-p)}$	$d_{(3q-2p)}$
1,6	> 60	50	50	> 60
3,5	> 60	51	52	> 60
7	> 60	52	53	> 60
14	> 60	47	47	> 60
20	> 60	45	45	> 60
28	55	42	42	55

TABELLA 3 - Potenza di pilotaggio, guadagno, v.s.w.r. d'ingresso, distorsione armonica per l'amplificatore single-ended da 20 W

frequenza (MHz)	P_{dr} *(W)*	*guadagno (dB)*	*v.s.w.r.*	*distors. armonica (— dB)* *IIa*	*IIIa*
1,6	0,41	16,9	1,12	51	59
3,5	0,41	16,9	1,09	51	52
7	0,41	16,9	1,13	43	50
14	0,41	16,9	1,20	45	62
20	0,40	17,0	1,14	55	70
28	0,47	16,9	1,17	56	>70

TABELLA 4 - Potenza di pilotaggio, guadagno, v.s.w.r. d'ingresso, distorsione armonica per l'amplificatore push-pull da 50 W

frequenza (MHz)	P_{dr} *(W)*	*guadagno (dB)*	*v.s.w.r.*	*distors. armonica (— dB)* *IIa*	*IIIa*
1,6	0,79	18,0	1,08	49	35
3,5	0,78	18,1	1,08	50	51
7	0,77	18,1	1,13	51	43
14	0,82	17,9	1,05	58	57
20	0,74	18,3	1,12	52	60
28	0,77	18,1	1,24	54	64

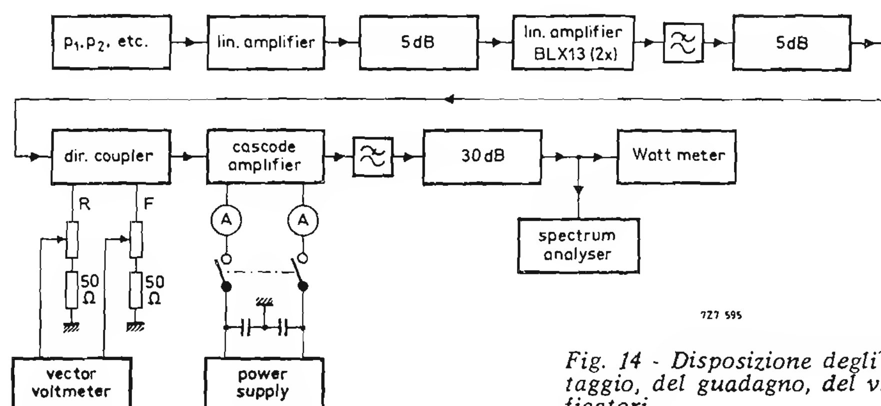


Fig. 14 - Disposizione degli strumenti per la misura della potenza di pilotaggio, del guadagno, del v.s.w.r. d'ingresso e della distorsione degli amplificatori.

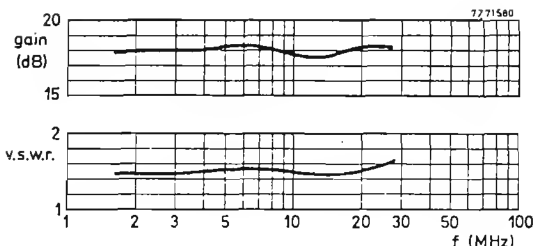


Fig. 15 - Guadagno e v.s.w.r. in funzione per l'amplificatore push-pull da 50 W.

5.1 - Distorsione per intermodulazione

La distorsione per intermodulazione venne misurata in funzione della frequenza impiegando il sistema a « due frequenze » riportato in fig. 12. I risultati, in termini di distorsione di terza e di quinta armonica tra i toni *p* e *q*, sono riportati rispettivamente nelle tabelle 1 e 2. Il livello peggiore di $d_{(2p-q)}$ oppure $d_{(2q-p)}$ è riportato per l'amplificatore push-pull in fig. 13.

5.2 - Guadagno v.s.w.r. e distorsione armonica

La potenza di pilotaggio, il guadagno, il v.s.w.r., il livello di armoniche vennero misurate impiegando una « singola » frequenza con il sistema di misura riportato in fig. 14. I risultati si possono vedere nelle tabelle 3 e 4. Il guadagno e il v.s.w.r. sono riportati in funzione della frequenza e si possono vedere nella fig. 15.

APPENDICE I

1 Elenco dei componenti per la realizzazione degli amplificatori.

Resistori

Tutti questi resistori hanno una tolleranza del 50% salvo diversamente specificato. I valori si riferiscono ad una temperatura ambiente di 70 °C.

R1	15 Ω/0,5 W, a film di carbone
R2, R3	2 × 12 Ω/0,5 W, a film di carbone (in parallelo)
R4	12 Ω/0,5 W, a film di carbone
R5, R6	6 × 3,3 Ω/1.15 W, a film di carbone (in parallelo)
R7, R8	2 × 56 Ω/1,15 W, a film di carbone (in serie)
R9	10 Ω/0,5 W, a film di carbone
R10	15 Ω/2,5 W, a film di metallo
R11	100 Ω/4 W a filo avvolto
R12	2,2 kΩ/0,5 W, a film di carbone
R13	220 Ω ± 20%/0,05 W, trimmer a carbone
R14	1,8 kΩ/0,5 W, a film di carbone
R15	120 Ω/4 W, a filo avvolto
R16	3,3 kΩ/0,5 W, a film di carbone
R17	220 Ω ± 20%/0,05 W, trimmer potenziometrico
R18	220 Ω/0,5 W, a film di carbone

Condensatori

C1	150 pF ± 1% 500 V, a film in polistirene
C2, C3	47 nF ± 10% 250 V, a film in poliestere
C4	100 nF ± 10% 250 V, a film in poliestere
C5	240 pF ± 1% 500 V, a film in polistirene
C6, C7	100 nF ± 10% 250 V, a film in poliestere
C8	2 × 470 pF ± 1% 500 V, a film in polistirene collegato in parallelo
C9, C10	150 pF ± 1% 500 V, a film in polistirene
C11, C12	100 nF ± 10% 250 V, a film in poliestere
C13, C14	2 × 10 nF ± 10% 250 V, a film in poliestere collegati in parallelo
C15	4,7 μF 16 V, elettrolitico alluminio
C16	150 pF ± 1% 500 V, a film in polistirene con parallelo due ceramici da 12 pF
C17	180 pF ± 1% 500 V a film in polistirene con parallelo un ceramico da 8,2 pF
C18	100 pF ± 1% 500 V, a film in polistirene

Bobine

L1	40 nH (3 spire, filo di rame smaltato da 0,6 mn Ø interno 4,3 mm, lunghezza 1,8 mm)
L2	250 nH (5 spire di filo di rame smaltato da 1 mm; Ø interno 11 mm; lunghezza 10 mm, a volto su tubo carta resinata)
L3	472 nH (7 spire di filo di rame smaltato d 1,0 mm; Ø interno 12 mm; lunghezza 12 mn avvolto su tubo di carta resinata)
L4	406 nH (7 spire di filo di rame smaltato d 1,0 mm; Ø interno 11 mm; lunghezza 13 mn avvolto su tubo di carta resinata)
FXC, FXC2, FXC3, FXC4	Bobine a larga banda r. f. Ph lips tipo 4312 020 36640.

La costruzione del filtro Chebyshev impiegante L2, L3 L4 è riportata in fig. 16. Il filtro è contenuto in una sc toletta realizzata in circuito stampato rivestito di ram da una sola parte, diviso internamente da 3 compart menti mediante schermi di circuito stampato con ram da entrambe le parti saldate « in loco » (vedi fig 16).
Il massimo v.s.w.r. di ingresso è 1,22 e la perdita di pc tenza a 28 MHz è 3,7%.

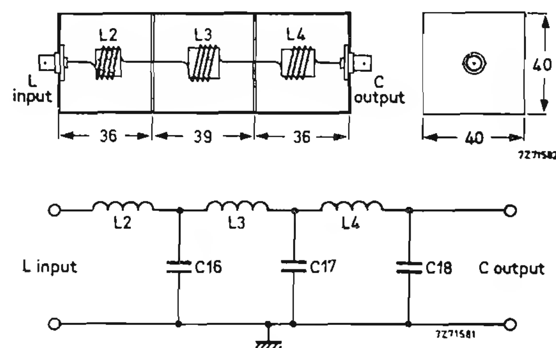


Fig. 16 - Schema elettrico e realizzazione pratica del filtr Chebyshev.

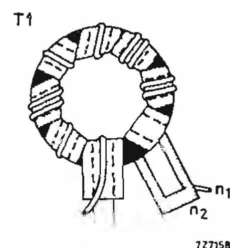


Fig. 17 - Realizzazione pratica di T1.

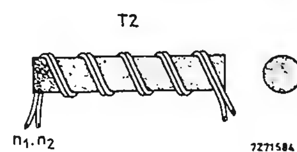


Fig. 18 - Realizzazione pratica di T2.

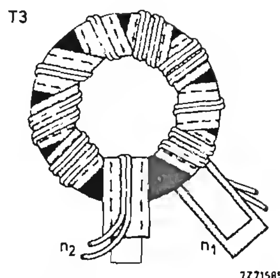


Fig. 19 - Realizzazione pratica di T3.

Semiconduttori

TR1, TR2	BLW60
TR3, TR4	585BLY (vedi Appendice 2)
TR5, TR6	BD135
D1	BZX79C15
D2, D3	BY206

Trasformatori

T1 Nucleo: toroide in ferroxcube 4C6, ∅ esterno 14 mm, ∅ interno 9 mm, spessore 5 mm. Per gli avvolgimenti (vedi fig. 17): n 1 20 spire di filo di rame smaltato da 0,6 mm; n 2 4 spire rame/foglio laminato p.t.f.e.: larghezza p.t.f.e. = 4 mm spessore 0,1 mm; larghezza rame 2 mm; spessore 0,075 mm.

T2 Nucleo: barretta ferroxcube 4A10, diametro 10 mm; lunghezza 50 mm. Avvolgimenti (vedi fig. 18): n 1 e n 2 6 spire di filo di rame smaltato da 1,1 mm avvolti in bifilare.

T3 Nucleo: toroide in ferroxcube 4C6, diametro esterno 23 mm; diametro interno 14 mm; spessore 7 mm. Per gli avvolgimenti (vedi fig. 19): n 1 10 spire p.t.f.e/laminato foglio rame: larghezza del rame 4 mm, spessore 0,075 mm; parte esterna p.t.f.e.: n 2 16 spire di rame smaltato da 2 × 0,6 mm avvolte in bifilare.

APPENDICE II

Dati riassuntivi del 585 BLY

NPN	planare epitassiale
Contenitore	SOT-55
V_{CC}	28 V
f	144 MHz
P_S	< 25 W
P_L	100 W
I_C	< 5,1 A
G_P	> 6 dB
η	> 70 %
Z_i	(0,65 + j 1,15) Ω
Y_i	(240 — j 26) Ω
T_{amb}	25 °C

Riferimenti

Electronic Application bulletin N 34—2: A Low distorsion 50 W h.f. amplifier for s.s.b. using transistors;

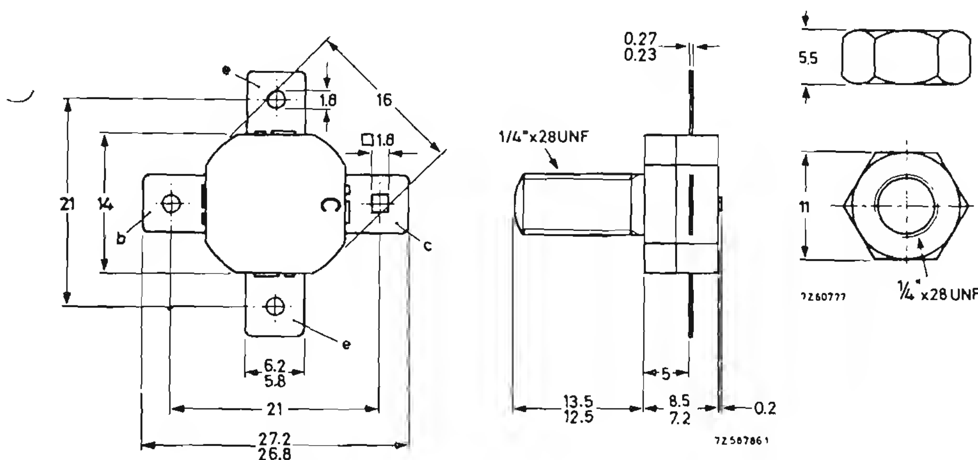


Fig. 20 - Dimensioni d'ingombro e terminali del 585 BLY.

Il BLW 78 in un amplificatore di potenza a larga banda per trasmettitori F.M.

Il transistore VHF di potenza BLW 78 viene presentato in un interessante amplificatore F.M. a larga banda con potenza di uscita di 100 W.

1. - INTRODUZIONE

In questo articolo forniamo i dati tecnici essenziali per la realizzazione di un amplificatore di potenza a larga banda da impiegare in sistemi di trasmissione in F.M. La minima potenza di uscita che questo amplificatore può fornire è 100 W entro la banda di frequenze compresa tra 87 e 108 MHz. La tensione di alimentazione è 28 V. Per avere un funzionamento sicuro in tutte le condizioni possibili di disadattamento di impedenza, sono stati impiegati due transistori *BLW*78.

Questo amplificatore può essere impiegato sia come *stadio finale* di trasmettitori F.M. di piccola potenza sia come *stadio pilota* di tubi in trasmettitori di grande potenza. Per esempio, il tubo *YL*1470 può essere pilotato da questo amplificatore; in tal caso la potenza ottenibile in antenna si aggira su 11 kW. E' possibile combinare più unità di questo amplificatore mediante convenzionali accoppiatori ibridi —3 dB.

2 - Descrizione del circuito

Lo schema elettrico è riportato in fig. 1. I due transistori *BLW*78 lavorano in parallelo.

L'adattamento della impedenza della sorgente a quella di ingresso del transistore è realizzato mediante una rete a 3 sezioni di cui la prima è comune a entrambi i transistori. Quest'ultima, in particolare, trasforma l'impedenza della sorgente con valore di 50 Ω su un valore di circa 10 Ω. Le altre due sezioni della rete provvedono a trasformare l'impedenza di ingresso molto bassa del transistore (circa 0,8 Ω) su un valore pari a 20 Ω.

Un analogo sistema di adattamento tra l'impedenza di uscita dei transistori con l'impedenza di uscita di 50 Ω dell'amplificatore è stato adottato all'uscita dell'amplificatore. Infatti, l'impedenza di uscita del transistore, con valore pressapoco di 8 Ω, viene trasformata nella prima sezione su un valore di 24 Ω. Dopo il collegamento in parallelo (12 Ω), la seconda sezione del filtro, comune a entrambi i transistori, fornisce la trasformazione definitiva di impedenza, richiesta dal valore del carico, e cioè 50 Ω.

I componenti R2, R3, R5 e C14 sono stati inseriti allo scopo di migliorare la stabilità di funzionamento dell'amplificatore in caso di disadattamento del carico. Eventuali oscillazioni push-pull verranno soppresse da R1 e R4. In fig. 2, si può vedere il circuito stampato di questo amplificatore con indicata la posizione dei vari

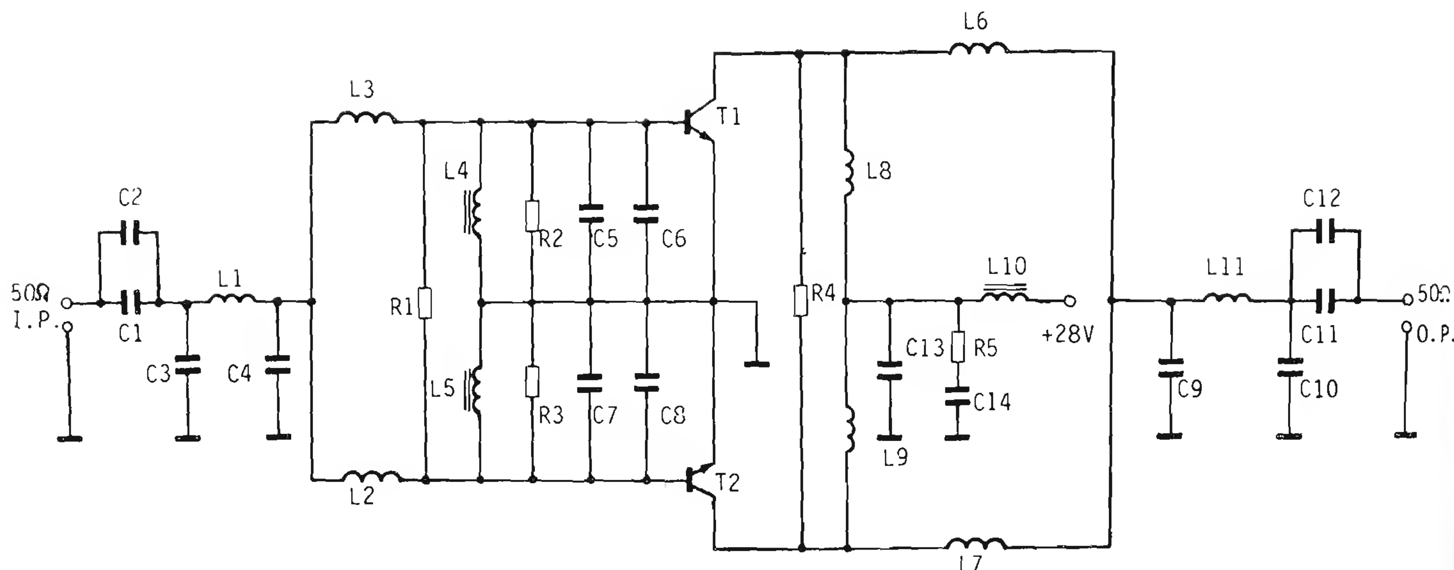


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore F.M. di potenza a larga banda capace di fornire 100 W di uscita.

COMPONENTI

T1 = T2 = BLW 78
R1 = 15 Ω, 2 W - carbone
R2 = 10 Ω, 1/2 W - carbone
R3 = R2
R4 = R1
R5 = 10 Ω, 1 W - carbone
C1 = 470 pF, mica argentata, tipo DM-17
C2 = C1
C3 = 80 pF ± 5%,
C4 = 250 pF ± 5,
C5 = 350 pF ± 5%,
C6 = C5
C7 = C5
C8 = C5
C9 = C4
C10 = C3
C11 = C1
C12 = C1
C13 = 270 pF, mica argentata,
C14 = 0,1 μF, 100 V.CC, ceramico a disco
L1 = 50 Ω, stripline; larghez. = 2,8 mm; lunghez. = 99,1 mm.
L2 = 30 Ω, stripline; larghez. = 6,1 mm; lunghez. = 75,2 mm.
L3 = L2
L4 = choke R.F. in ferroxcube 3B = n. cat. 4312 020 36640
L5 = L4
L6 = 30 Ω stripline; larghez. = 6,1 mm; lunghez. = 128 mm.
L7 = L6
L8 = 4 spire di filo di rame smaltato da 2 mm; Ø int.8,9 mm.
L9 = L8
L10 = L4
L11 = 50 Ω stripline; larghez. = 2,8 mm; lunghez. = 141 mm.

componenti. Il materiale del circuito stampato è di resina epossidica G-10 con una costante elettrica ε_r pari a 4,8; lo spessore dello stampato è 1/16"; com'è prassi in questi amplificatori, il circuito stampato ha un doppio rivestimento in rame.

3. - Misure effettuate

In fig. 7 sono state riportate tre curve che indicano l'andamento della potenza di pilotaggio dei due transistori, in funzione della frequenza; come parametro è data la potenza di uscita (P_o). Alla potenza di uscita di 100 W, il guadagno di potenza ha una variazione tipica compresa 9,2 9,9 dB. In fig. 8 si può vedere l'andamento del rendimento (η) di collettore in funzione della frequenza; anche in questo caso, come parametro, è stata presa la potenza di uscita (P_o).

Alla potenza di uscita di 100 W, il rendimento (η) ha una variazione tipica compresa tra 50 e 64%. Il rapporto dell'onda stazionaria all'ingresso (VSWR) è inferiore a 1,8.

Dalle suddette misure si deduce che la *massima dissipazione per transistore*, in condizioni di adattamento ottimo, arriva ad un massimo di 55 W. Ciò significa che con una temperatura del dissipatore a 70 °C, la massima temperatura alle giunzioni dei due transistori non potrà superare i 142 °C. Questa temperatura alla giunzione relativamente bassa consente ai transistori di avere una vita lunga.

Facciamo infine osservare che nel prototipo di laboratorio presentato in fig. 2 sono stati impiegati BLW78 con contenitore in versione a bullone (stud). C'è comunque da aspettarsi che anche la versione normale a flangia dia le stesse prestazioni.

4. - DATI CARATTERISTICI ESSENZIALI DEL TRANSISTORE VHF BLW 78

Il transistore BLW 78 è un N-P-N al silicio, planare epitassiale, progettato per essere impiegato nelle apparecchiature mobili, in trasmettitori industriali e militari operanti nella banda V.H.F. Esso può essere fatto funzionare nelle classi *A*, *AB* oppure *B*. Il transistore, come già detto, può funzionare egregiamente anche in severe condizioni di disadattamento del carico. Ha un contenitore a flangia 1/2" e cappuccio ceramico. Tutti i terminali sono isolati dalla flangia. Nella tabella 1 forniamo i dati tecnici fondamentali.

In fig. 3 riportiamo, in mm, le dimensioni di ingombro del transistore BLW 78. Il contenitore è un SOT-121 A.

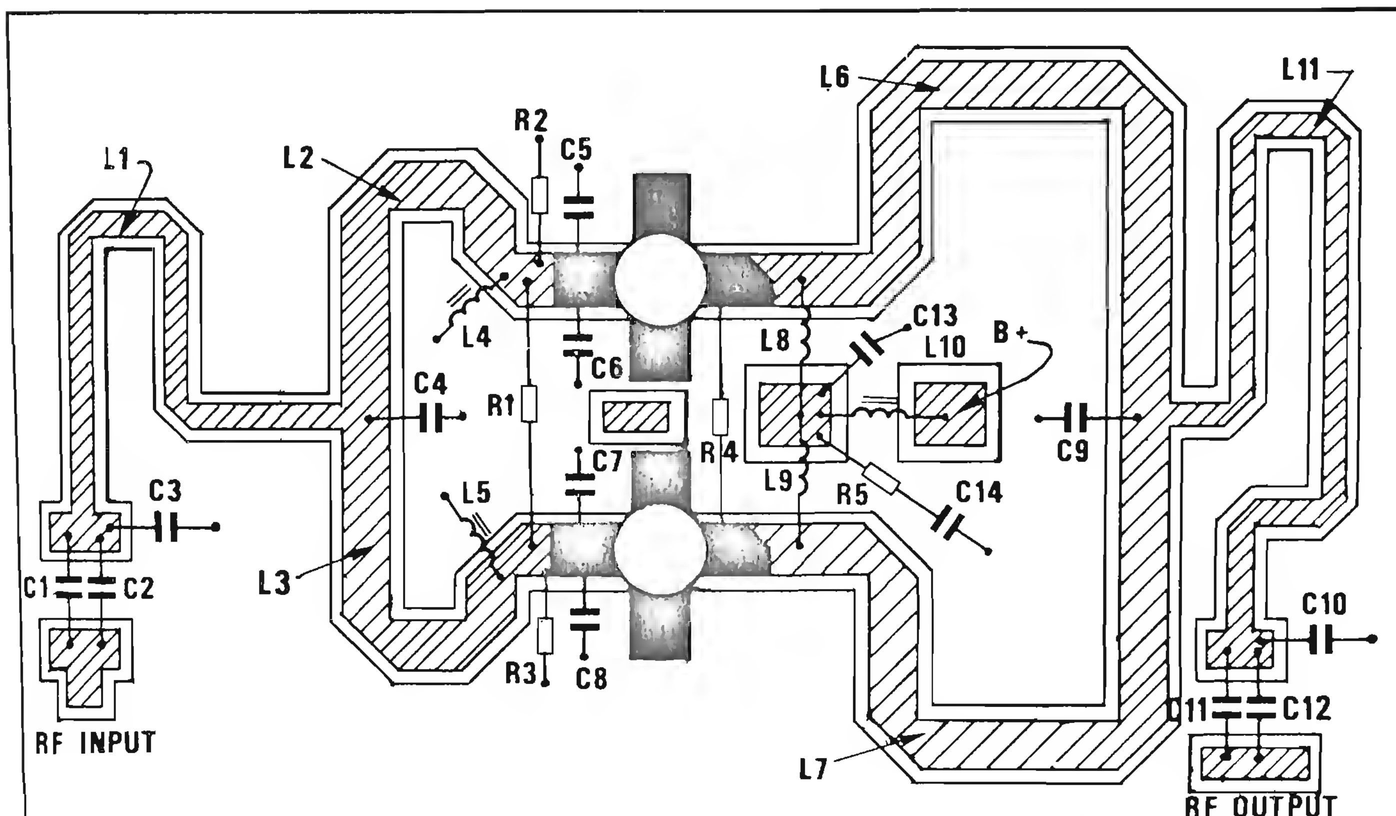


Fig. 2 - Circuito stampato del prototipo di laboratorio dell'amplificatore visto dalla parte dove sono montati i componenti. N.B. Per chiarezza dal piano base del circuito stampato è stato tolto il tratteggio (rame).

Tabella 1 - Dati tecnici essenziali alla Th = 25 °C

tipo di funzionamento	V_{CE} (V)	f (MHz)	P_L (W)	P_S (W)	G_P (dB)	η%	d_3 dB
funzionamento continuo (c.w.), in classe B	28	150	100	≤ 25	> 6	> 70	—
s.s.b. (classe A; I_C = 3 A)	26	28	35 (P.E.P.)	tip. 0,4	tip. 19,5	—	tip. —40

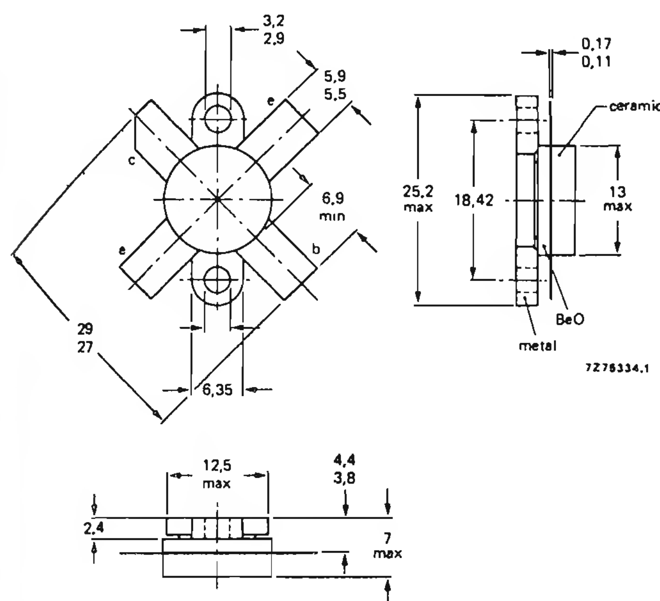


Fig. 3 - Dimensioni di ingombro in mm. del transistore n-p-n BLW 78. Sulle superfici metalliche si dovrà spargere un sottile ed uniforme velo di pasta al silicone.

Valori massimi assoluti

Tensione collettore - emettitore (V_{BE} = 0 V, valore di picco) V_{CESM} max 70 V

Tensione collettore - emettitore (base aperta) V_{CEO} max 35 V

Tensione emettitore - base (collettore aperto) V_{EBO} max 4 V

Corrente di collettore (valore medio) $I_{C(medio)}$ max 10 A

Corrente di collettore (valore di picco); f > 1 mHz I_{CM} max 25 A

Potenza R.F. dissipata (f > 1 MHz); T_{mb} = 25 °C) P_{rf} max 160 W

Temperatura di immagaz. T_{stg} —65...+125 °C

Temperatura di funzionamento alla giunzione T_j max 200 °C

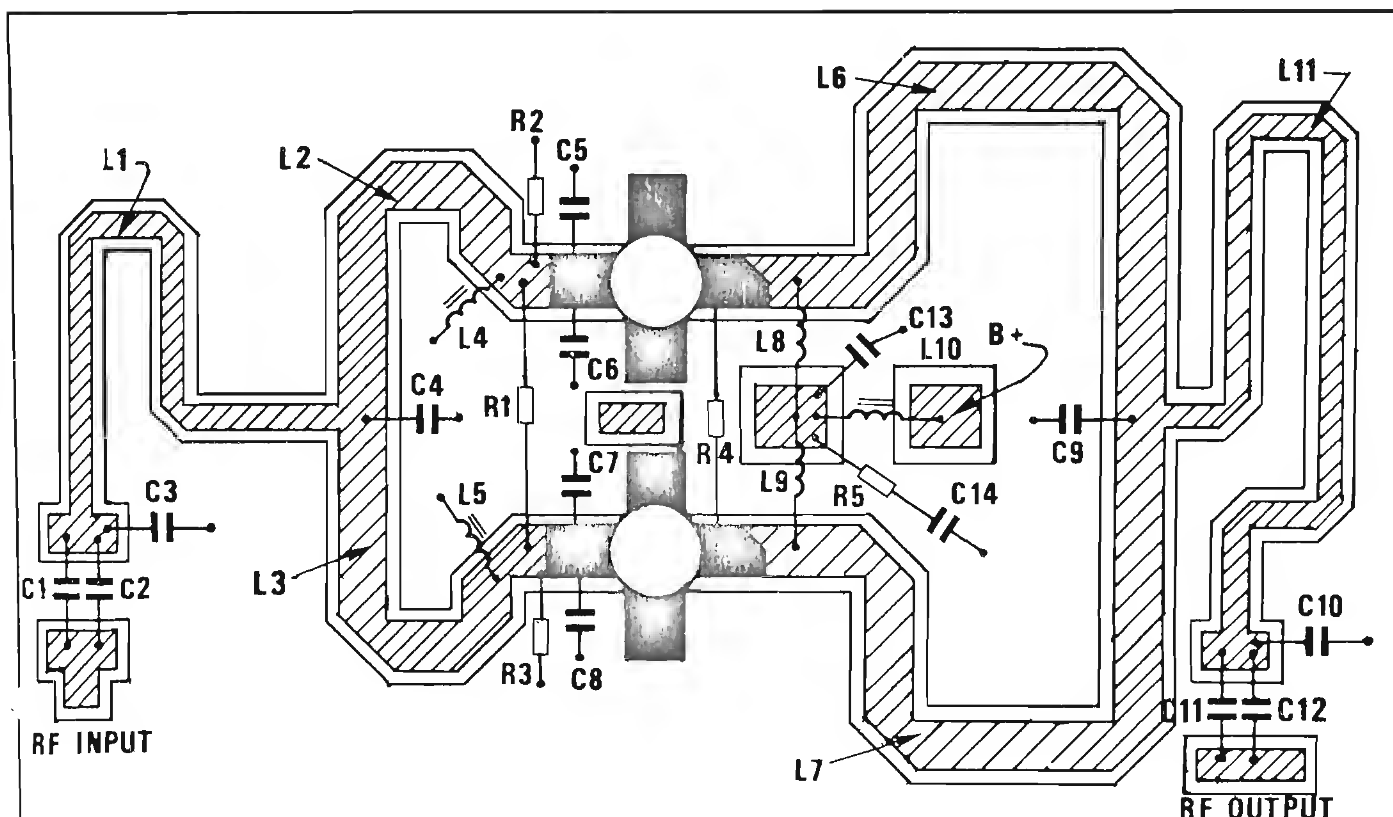


Fig. 2 - Circuito stampato del prototipo di laboratorio dell'amplificatore visto dalla parte dove sono montati i componenti. N.B. Per chiarezza dal piano base del circuito stampato è stato tolto il tratteggio (rame).

Tabella 1 - Dati tecnici essenziali alla Th = 25 °C

tipo di funzionamento	V_{CE} (V)	f (MHz)	P_L (W)	P_s (W)	G_P (dB)	η%	d_3 dB
funzionamento continuo (c.w.), in classe B	28	150	100	< 25	> 6	> 70	—
s.s.b. (classe A; I_c = 3 A)	26	28	35 (P.E.P.)	tip. 0,4	tip. 19,5	—	tip. —40

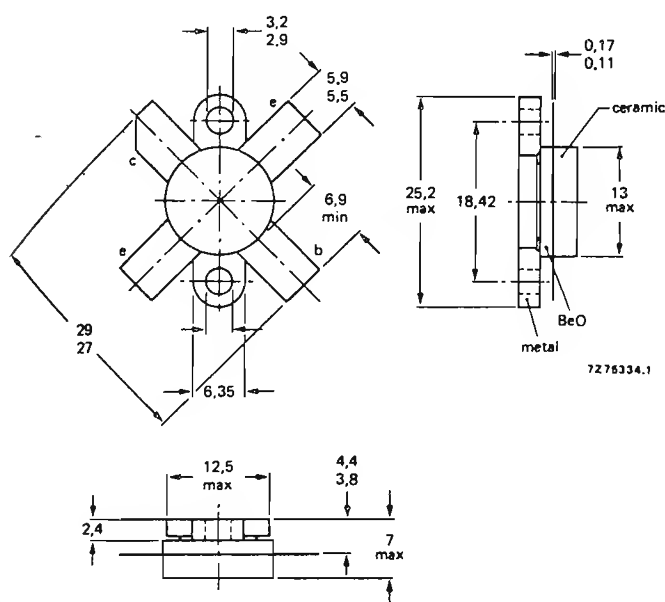


Fig. 3 - Dimensioni di ingombro in mm. del transistore n-p-n BLW 78. Sulle superfici metalliche si dovrà spargere un sottile ed uniforme velo di pasta al silicone.

Valori massimi assoluti

Tensione collettore - emettitore (V_{BE} = 0 V, valore di picco)	V_{CESM}	max	70 V
Tensione collettore - emettitore (base aperta)	V_{CEO}	max	35 V
Tensione emettitore - base (collettore aperto)	V_{EBO}	max	4 V
Corrente di collettore (valore medio)	$I_{C(medio)}$	max	10 A
Corrente di collettore (valore di picco); f > 1 mHz	I_{CM}	max	25 A
Potenza R.F. dissipata (f > 1 MHz); T_{mb} = 25 °C)	P_{rf}	max	160 W
Temperatura di immagaz.	T_{stg}		—65...+125 °C
Temperatura di funzionamento alla giunzione	T_j	max	200 °C

Resistenza termica

(dissipazione = 80 W; T_{mb} = 86 °C; e cioè T_h = 70 °C

Dalla giunzione alla base di montaggio (dissipazione in c.c.)	$R_{thj\text{-}mb(cc)}$	= 1,45 °C/W
Dalla giunzione alla base di montaggio (dissipazione in r.f.)	$R_{thj\text{-}mb\,(rf)}$	= 1,06 °C/W
Dalla base di montaggio al dissipatore	$R_{thmb\text{-}h}$	= 0,2 °C/W

Dati caratteristici alla temperatura T_j = 25 °C

Tensione di rottura collettore-emettitore V_{BE} = 0, I_C = 50 mA	$V_{(BR)\,CES}$	>	70 V
Tensione di rottura emettitore-collettore. base aperta; I_C = 100 mA	$V_{(BR)\,CEO}$	>	35 V
Tensione di rottura base-emettitore collettore aperto; I_E = 5 mA	$V_{(BR)\,EBO}$	>	4 V
Corrente di interdizione di collettore V_{BE} = 0; V_{CE} = 35 V	I_{CES}	<	5 mA
Guadagno in corrente c.c. I_C = 5 A; V_{CE} = 5 V	h_{FE}	20...85	
Tensione di saturazione emettitore-collettore I_C = 15 A; I_B = 3 A	V_{CEsat}	tipica	2 V
Frequenza di transazione a f = = 100 MHz			
I_E = 5 A; V_{CE} = 28 V	f_T	tipica	370 MHz
I_E = 15 A; V_{CE} = 28 V	f_T	tipica	350 MHz
Capacità di collettore alla f = 1 MHz I_E = I_e = 0; V_{CB} = 28 V	C_c	tipica	155 pF
Capacità di reazione alla f = 1 MHz I_C = 100 mA; V_{CE} = 28 V	C_{re}	tipica	102 pF
Capacità collettore-flangia	C_{cf}	tipica	3 pF

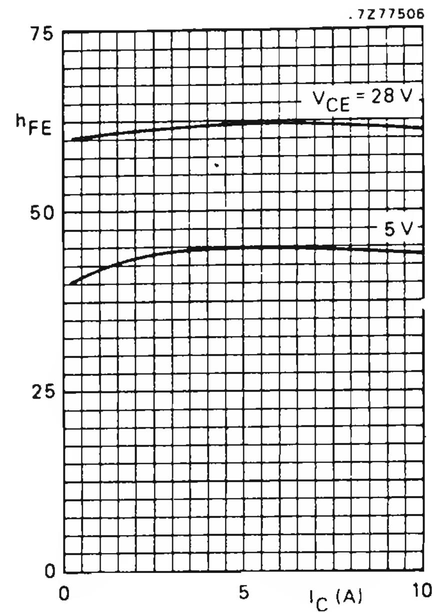


Fig. 4 - Andamento del fattore di amplificazione h_{FE} in funzione della corrente di collettore (a); valori tipici a T_j = 25 °C.

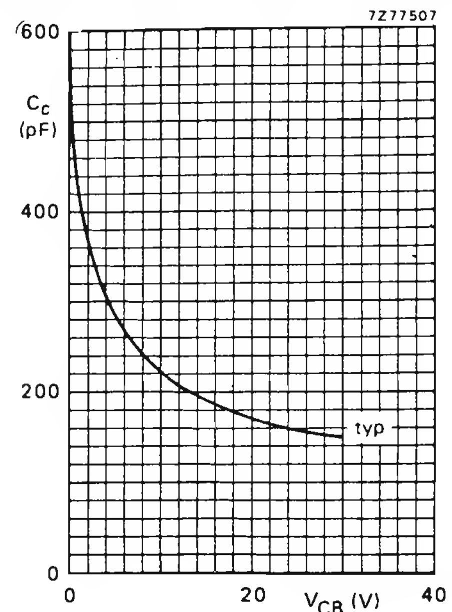


Fig. 5 - Andamento della capacità di collettore (C_c) in funzione aella tensione collettore-base (V_{CB}). I_E = I_e = 0; f = 1 MHz; t_j = 25 °C.

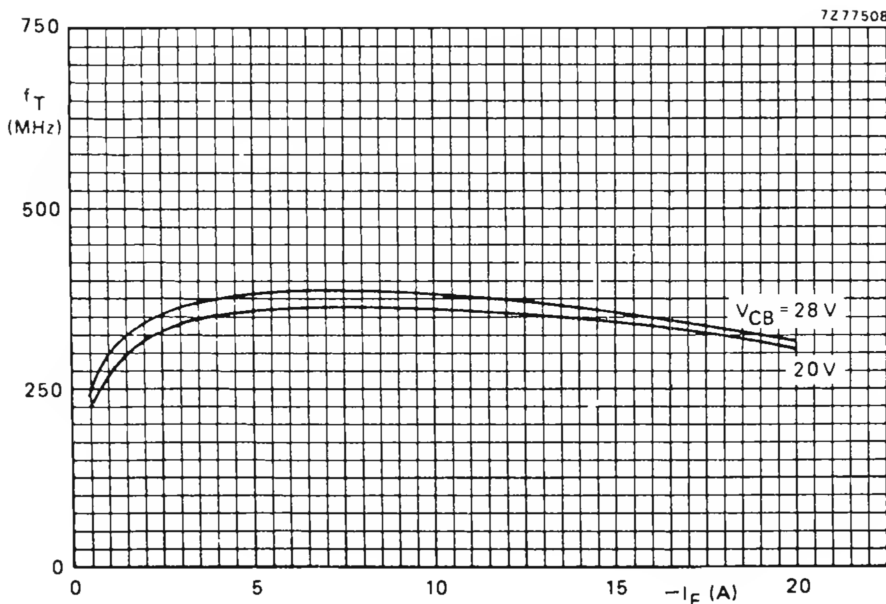


Fig. 6 - Andamento della frequenza di taglio (f_T) in funzione della corrente di emettitore (I_E); f = 100 MHz T_j = 25 °C.

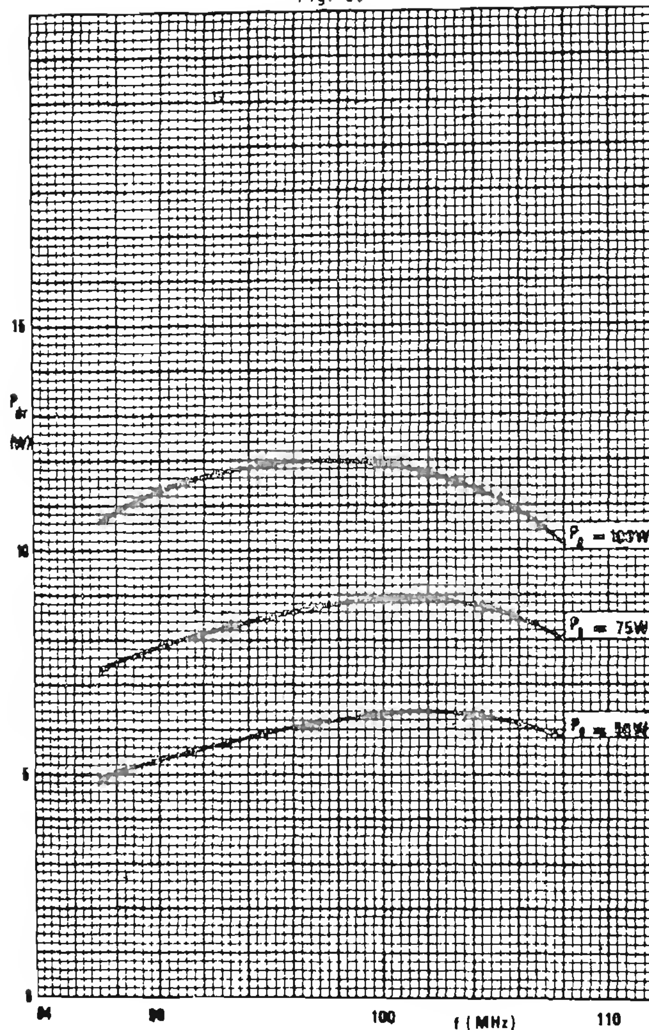


Fig. 7 - Andamento della potenza di pilotaggio in funzione della frequenza. Come parametro sono stati presi tre differenti valori di potenza di uscita.

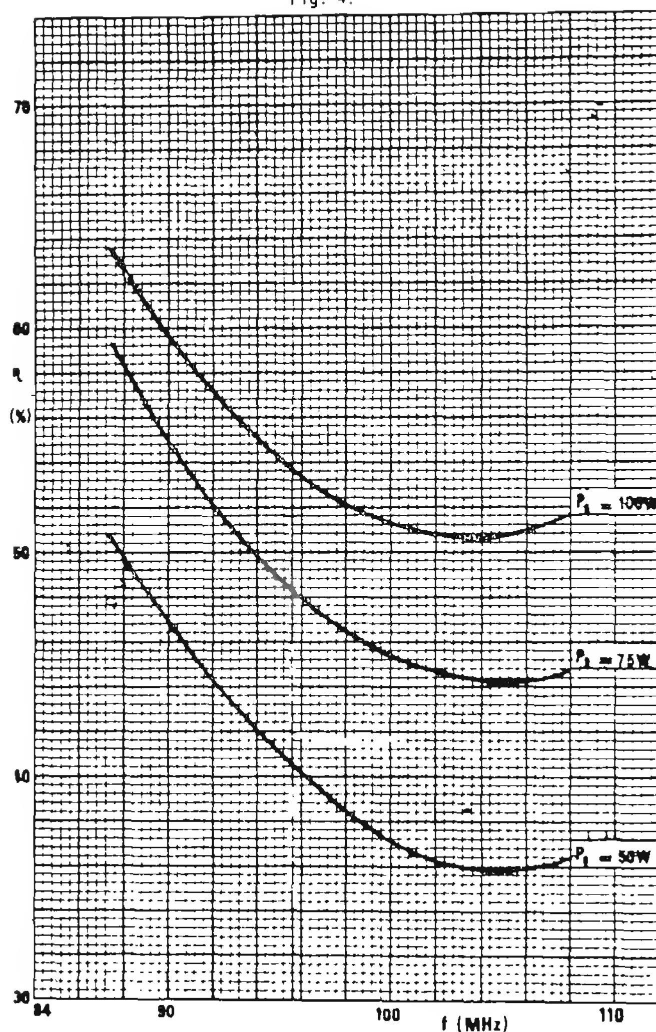


Fig. 8 - Andamento del rendimento di collettore in funzione della frequenza. Anche in questo caso, come parametro, sono stati presi tre differenti valori della potenza di uscita.

in
ici

di taglio
ettitore

BLY89C: transistore di potenza per trasmettitori VHF

Vengono illustrate le caratteristiche del transistore di potenza per VHF BLY89C. Di questo transistore si danno i dati tecnici completi nonché un circuito di prova funzionante in classe B alla frequenza di 175 MHz con potenza di uscita di 25 W.

Il BLY89C è un transistore n-p-n al silicio, planare epitassiale, che può essere impiegato in circuiti funzionanti rispettivamente in classe A, B e C; può pertanto essere impiegato in trasmettitori mobili, industriali e militari alimentati con una tensione di 13,5 V. Questo transistore può sopportare indenne condizioni di disadattamento del carico con una tensione di alimentazione fino a 16,5 V. Da tenere presente che in questo transistore è presente ossido di berillio (BeO) la cui polvere, come è noto, è tossica. Il dispositivo è comunque realizzato in maniera che il disco di ossido di berillio non può essere danneggiato.

Il BLY89C ha un contenitore capstan da 3/8" con testa in ceramica. Tutti i terminali sono isolati dalla vite di fissaggio.

Nella tabella 1 riportiamo i dati essenziali.

IMPIEGO DEL BLY89C IN UN CIRCUITO DI PROVA a 175 MHz

Il circuito di questo amplificatore è riportato in fig. 2. Si tratta di una configurazione con emettitore in comune senza neutralizzazione, lavorante in classe B.

Qui di seguito diamo le prestazioni dell'amplificatore $T_h = 25\ °C$.

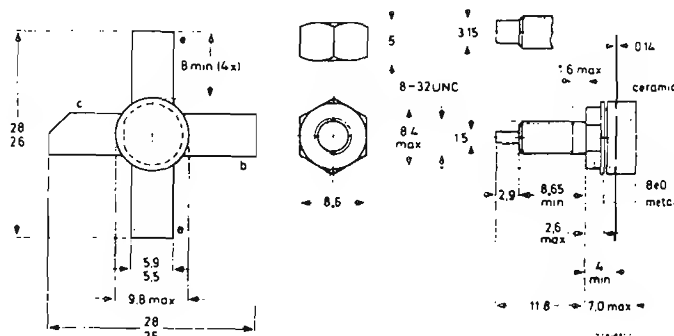


Fig. 1 - Dimensioni di ingombro e terminali degli elettrodi del BLY89C (SOT-120). Tutte le dimensioni sono in mm. Il diametro del foro del dissipatore dovrà avere il valore di 4,2 mm.

Indicazioni meccaniche per il fissaggio: coppia sul dado minima 0,75 Nm (7,5 kg cm), max 0,85 Nm (8,5 kg. cm). Per il fissaggio della vite si preferisce una rondella piatta al posto di una grover.

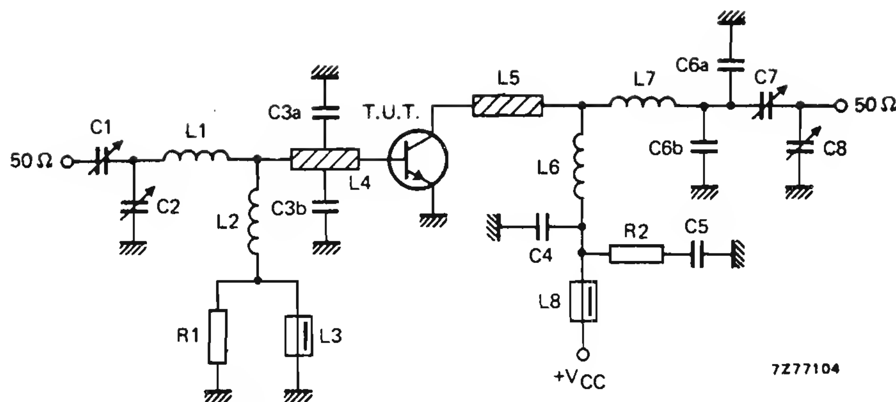


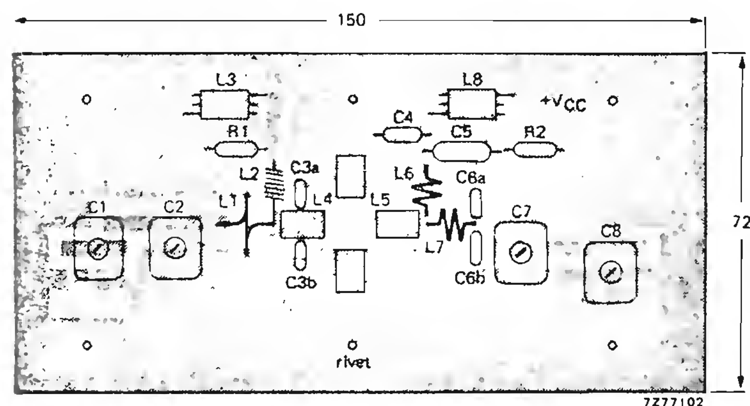
Fig. 2 - Schema elettrico del circuito di prova del BLY89C funzionante in classe B alla frequenza di 175 MHz.

Componenti impiegati:

C1 = 2,5 ... 20 pF trimmer con dielettrico a film (2222 809 07004)
C2 = C8 = 4 ... 40 pF trimmer con dielettrico a film (2222 809 07008)
C3a = C3b = 47 pF condensatore ceramico (500 V)
C4 = 120 pF condensatore ceramico
C5 = 100 nF condensatore poliestere
C6a = C6b = 8,2 pF condensatore ceramico (500 V)
C7 = 5 ... 60 pF trimmer con dielettrico a film (2222 809 07011)
L1 = 1 spira di filo di rame smaltato da 1,6 mm; Ø 9,0 mm; terminali 2 × 5 mm
L2 = 100 nH; 7 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm avvolte strettamente; Ø 3 mm; terminali 2 × 5 mm
L3 = L8 Bobina choke in ferroxcube (4312 020 36640)
L4 = L5 strisce di rame (12 mm × 6 mm); prese per C3a e C3b a 5 mm dal transistore
L6 = 2 spire di filo di rame smaltato da 1,6 mm; Ø 5,0 mm; lunghezza 6,0 mm; terminali 2 x 5 mm
L7 = 2 spire di filo di rame smaltato da 1,6 mm; Ø 4,5 mm; lunghezza 6,0 mm; terminali 2 × 5 mm
L4 e L5 sono strisce di rame (spessore = 1/16") della piastra del circuito stampato.
R1 = 10 Ω (± 10%) resistore a carbone
R2 = 4,7 Ω (± 5%) resistore a carbone

Dati caratteristici di funzionamento del circuito di prova di fig. 2 (Th = 25 °C)

f (MHz)	V_{cc} (V)	P_L (W)	P_s (W)	G_P (dB)	I_c (A)	η (%)	z_i (Ω)	Y_L (mA/V)
175	13,5	25	< 6,25	> 6	< 2,64	> 70	1,6 + j1,4	—
175	12,5	25	—	tip. 6,6	—	tip. 75	—	210 + 5,5



7Z77103

Fig. 3 - (in alto): piastrina del circuito stampato in resina epossidica (la piastrina è ricoperta di rame da entrambi i lati), vista dalla parte dove sono stati montati i componenti; (in basso): configurazione del rame della piastrina in fibra di vetro epossidica.

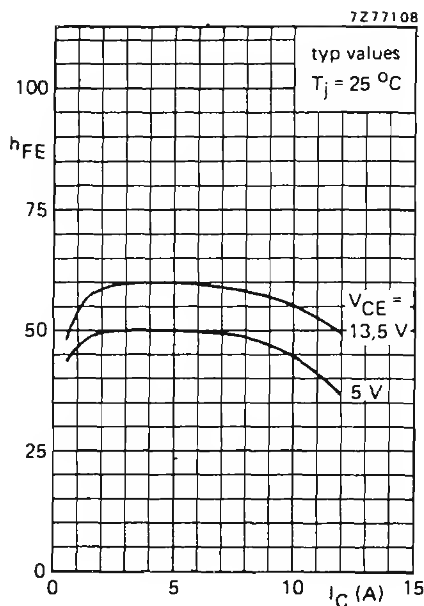


Fig. 4 - Andamento del fattore di amplificazione (h_{FE}) in funzione della corrente di collettore (I_C).

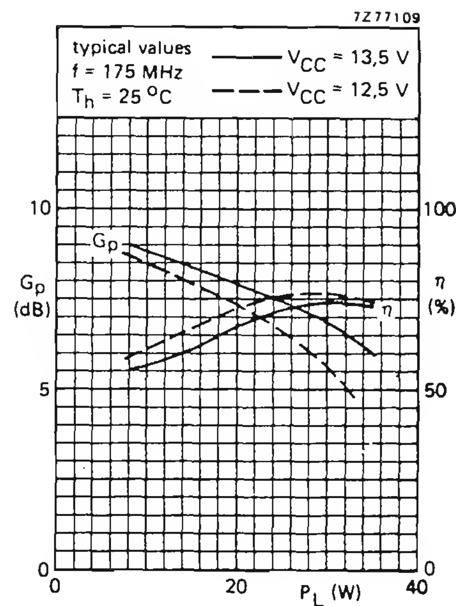


Fig. 6 - Andamento del guadagno in funzione della potenza nel carico per due differenti condizioni di alimentazione.

In fig. 3, in alto, abbiamo riportato questo circuito di prova con i componenti montati sulla piastrina di circuito stampato; la configurazione del rame si può vedere in basso nella stessa figura.

Com'è prassi in questi circuiti, tutti i componenti si trovano su di un lato del rame; *l'altra parte* del rame della piastra del circuito stampato (fibra di vetro epossidica) serve da *massa.* I collegamenti verso massa vengono realizzati mediante rivetti forati, mentre sotto i terminali di emettitore vengono impiegate, per il contatto diretto fra gli strati inferiore e superiore, strisce di rame (Cu).

Si deve infine tener presente che in caso di funzionamento al disotto dei 50 MHz, per evitare un eventuale instaurarsi di oscillazioni, converrà inserire tra base ed emettitore un resistore da 10 Ω. Questo resistore evidentemente è efficace soltanto agli effetti del segnale R.F.

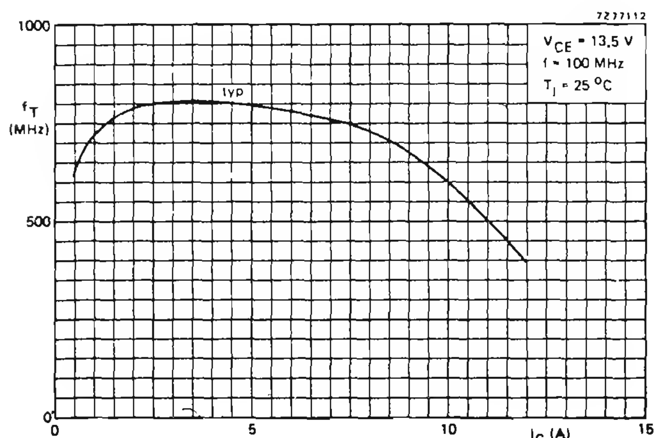


Fig. 5 - Andamento della frequenza di taglio f_T in funzione della corrente di collettore (I_C).

TABELLA I - Valori-limite del BLY 89C

Tensioni		
Tensione collettore emettitore (V_{BE} = 0) valore di picco	V_{CESM}	max 36 V
Tensione emettitore-collettore (base aperta)	V_{CEO}	max 18 V
Tensione base-emettitore (collettore aperto)	V_{EBO}	max 4 V
Correnti		
Corrente di collettore (valore medio)	$I_{C(medio)}$	max 6 A
Corrente di collettore (valore di picco); f > 1 MHz	I_{CM}	max 12 A
Dissipazione di potenza		
Dissipazione di potenza R.F. (f > 1 MHz); T_{mb} = 25 °C	P_{rf}	max 73 W
Temperature		
Temperatura di immagazzinamento	T_{stg}	— 65 + 150 °C
Temperatura alla giunzione in condizione di lavoro	T_j	max 200 °C
Resistenze termiche		
Dalla giunzione alla base di montaggio (dissipazione in c.c.)	$R_{thj-mb(cc)}$	= 2,95 °C/W
Dalla giunzione alla base di montaggio (dissipazione in r.f.)	$R_{thj-mb(rf)}$	= 2,20 °C/W
Dalla base di montaggio al dissipatore di calore	R_{thmb-h}	= 0,45 °C/W

TABELLA II - Dati caratteristici di funzionamento del BLY89C

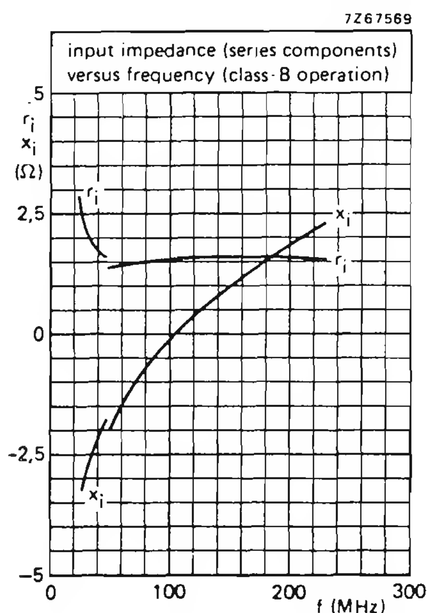
(T_j = 25 °C)

Tensione di rottura emettitore-collettore V_{BE} = 0; I_C = 25 mA	$V_{(BR)CES}$	>	36 V
Tensione di rottura emettitore-collettore, base aperta I_C = 50 mA	$V_{(BR)CEO}$	>	18 V
Tensione di rottura base-emettitore, collettore aperto I_E = 10 mA	$V_{(BR)EBO}$	>	4 V
Corrente di cut-off di collettore V_{BE} = 0; V_{CE} = 18 V	I_{CES}	<	10 mA
Energia transitoria L = 25 mH; f = 50 Hz	E	>	8 mWs
base aperta — V_{BE} = 1,5 V; R_{BE} = 33 Ω	E	>	8 mWs
Guadagno di corrente in cc. misurato con segnale ad impulsi* I_C = 2,5 A; V_{CE} = 5 V	h_{FE}		50 10 . . . 80
Tensione di saturazione collettore-emettitore* I_C = 7,5 A; I_B = 1,5 A	V_{CEsat}		1,7 V
Frequenza di transizione alla f = 100 MHz* I_C = 2,5 A; V_{CE} = 13,5 V I_C = 7,5 A; V_{CE} = 13,5 V	 f_T f_T		 800 mHz 750 MHz
Capacità di collettore alla f = 1 MHz I_E = I_e = 0; V_{CB} = 15 V	C_o		65 pF < 90 pF
Capacità di reazione alla f = 1 MHz I_C = 100 mA; V_{CE} = 15 V	C_{re}		41pF
Capacità vite fissaggio collettore	C_{cs}		2 pF

* ($t_p \leqslant$ 200 μs ; $\delta \leqslant$ 0,02)

Questo transistore è stato sviluppato per essere alimentato con tensioni di alimentazione *non stabilizzate*. Il grafico in fig. 9 indica l'andamento della potenza di uscita in condizioni di funzionamento nominali (VSWR = 1) in funzione del rapporto tra tensione di alimentazione *incrementata* e tensione di alimentazione con *valore nominale;* come parametro è dato il VSWR.

Questo grafico vale nel caso in cui il pilotaggio ($P_S/P_{S\ nom}$) tenda ad aumentare in maniera lineare con il rapporto $V_{cc}/V_{cc\ nom}$.



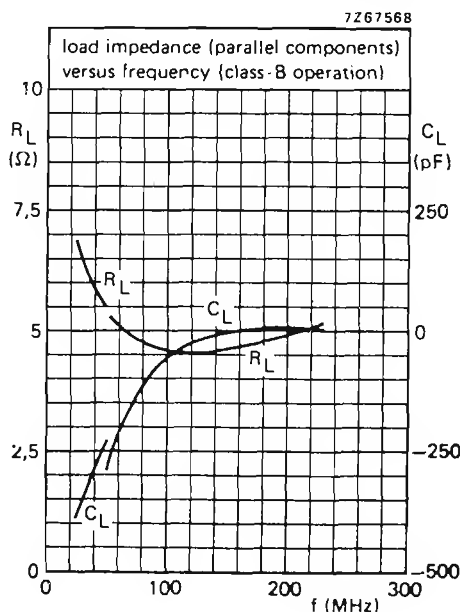


Fig. 7 - (a sinistra): impedenza di ingresso in funzione della frequenza; (a destra): impedenza del carico in funzione della frequenza.

In figura 10 sono riportati i grafici indicanti l'andamento della potenza di uscita (P_L) in funzione della potenza di pilotaggio P_S per due valori della tensione di alimentazione (V_{cc}). In fig. 6 è indicato il guadagno di potenza G_P in funzione della potenza di uscita (P_L), anche in questo caso per due differenti valori della tensione di alimentazione.

CONDIZIONI SOAR R.F.

f = 175 MHz
T_h = 70 °C (T_h = temperatura del dissipatore)
$R_{th\ mb-h}$ = 0,45 °C/W ($R_{th\ mb-h}$ = resistenza termica tra base di montaggio e dissipatore di calore)
$V_{cc\ nom}$ = 13,5 V
P_S = $P_{S\ nom}$ con $V_{cc\ nom}$ = 13,5 V e VSWR = 1 (v. tab. 1).

In fig. 8 è riportato l'andamento del guadagno di potenza in funzione della frequenza nel caso il circuito lavori in *classe B*. Le condizioni in cui sono stati rilevati i grafici di fig. 8 sono le seguenti:

V_{cc} = 13,5 V
P_L = 25 W
T_h = 25 °C

Infine, in fig. 7, a sinistra, è riportato l'andamento dell'impedenza d'ingresso (componenti in serie) in funzione della frequenza, e nella stessa figura, a destra, è riportato l'andamento della impedenza di carico (componenti in parallelo) in funzione della frequenza. In entrambi i casi, il funzionamento era in classe B.

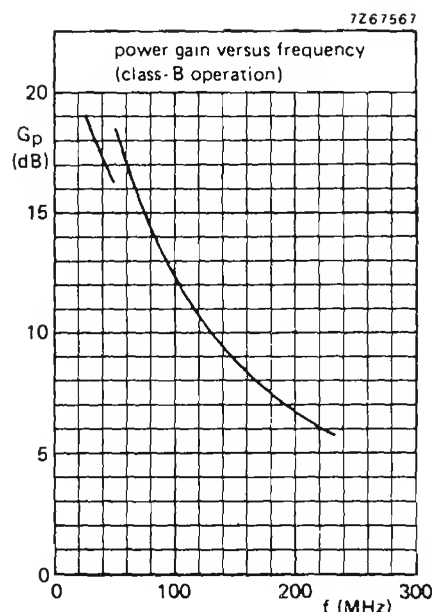


Fig. 8 - Andamento del guadagno di potenza in funzione della frequenza.

TABELLA III - Dati caratteristici essenziali del BLY89C

Condizione di lavoro	V_{cc} (V)	f (MHz)	P_L (W)	G_p (dB)	N (%)	Z_i (Ω)	Y_L (mAIV)
Onda continua (C.W.)	13,5	175	25	> 6	> 70	1,6 + j 1,4	210 + j 5,5

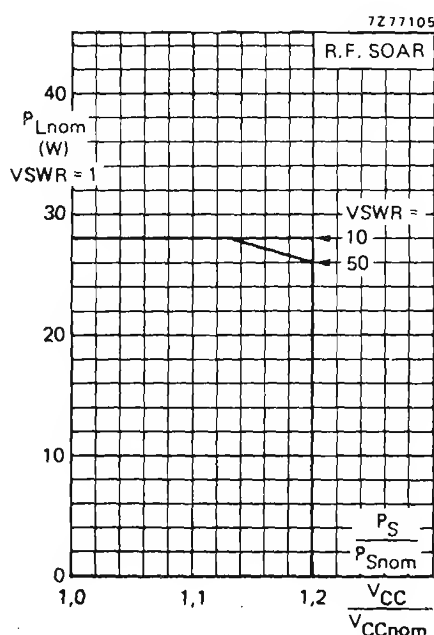


Fig. 9 - Andamento della potenza del carico in funzione del rapporto tra tensione di alimentazione incrementata e tensione di alimentazione nominale.

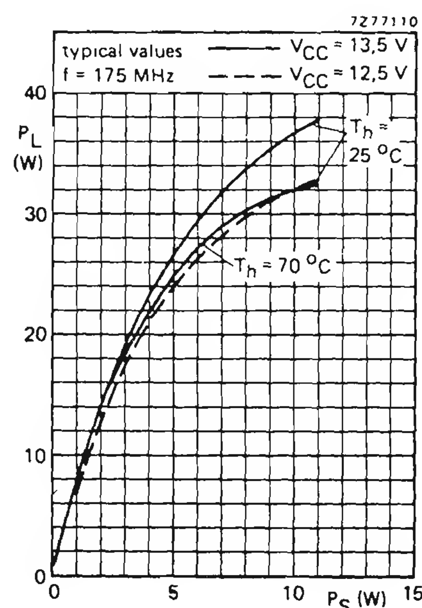


Fig. 10 - Andamento della potenza di uscita in funzione della potenza di pilotaggio per due differenti valori della tensione di alimentazione.

Amplificatore VHF di potenza a due stadi per trasmettitori mobili realizzato con i transistori BFQ 42 e BLW 29

- Banda di lavoro: 146/174 MHz
- Potenza d'uscita: 22,5 W

Viene presentato il progetto di un amplificatore VHF per trasmettitori mobili. La banda di lavoro è compresa tra 146 e 174 MHz. La tensione di alimentazione è 13,5 V. La potenza e il rendimento sono rispettivamente 22,5 W ± 1 dB e 60%.

1. - INTRODUZIONE

I transistori BFQ 42 e BLW 29 sono stati studiati per essere impiegati in amplificatori di potenza a due stadi da usare per la realizzazione di apparecchiature mobili o fisse per telecomunicazioni.

La potenza d'ingresso è circa 100 mW, quella di uscita 14 W. La tensione di alimentazione è 13,5 V.

Il progetto e la struttura di questo amplificatore sono in tutto simili a quelli impiegati per la realizzazione di un analogo amplificatore impiegante i transistori BFQ 43 e BLW 31 (N.A. 94). La potenza d'uscita era in questo caso 28 W.

Il BFQ 42 (fig. 1) è montato in un contenitore metallico TO-39; il collettore è collegato al contenitore. Il BLW 29 (fig. 2) è invece incapsulato in un contenitore ceramico (SOT-120) con vite di fissaggio da 3/8".

L'amplificatore che descriveremo è un semi-larga banda ed è accordabile tra 146 e 174 MHz. E' stabile anche con un rapporto di onda stazionaria (VSWR) ≤ 4,4 all'uscita (0° — 360°) e con variazione della potenza di pilotaggio d'ingresso.

2. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Cominceremo con l'analisi del circuito d'uscita (BLW 29); indi esamineremo le condizioni e i parametri in gioco del circuito di accoppiamento dei due transistori, ed infine analizzeremo le condizioni di funzionamento del circuito d'ingresso.

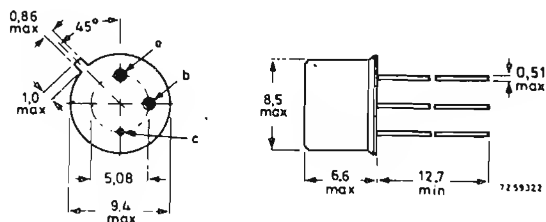


Fig. 1 - Dimensioni d'ingombro in mm del transistore BFQ 42.

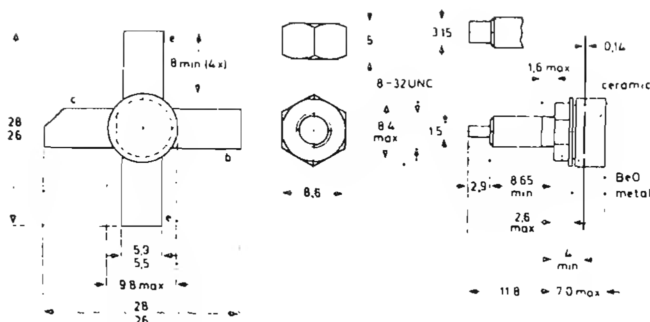


Fig. 2 - Dimensioni di ingombro in mm del transistore BLW 29.

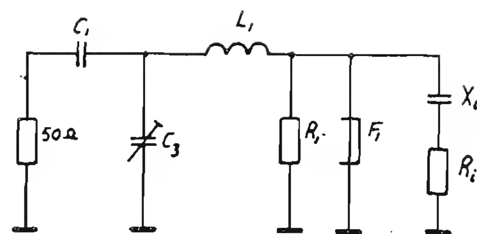


Fig. 5 - Circuito equivalente d'ingresso del BFQ 42.

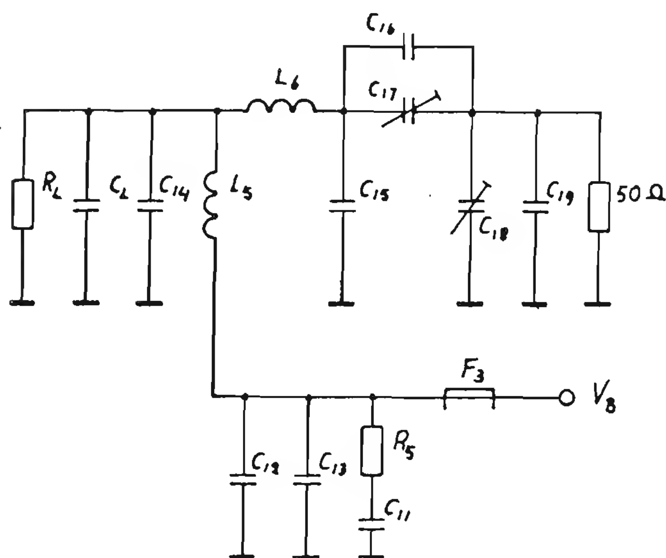


Fig. 3 - Circuito equivalente d'uscita (BLW 29).

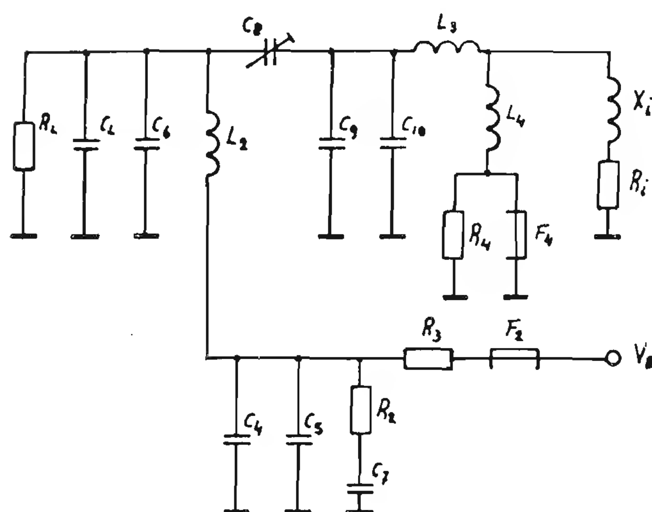


Fig. 4 - Circuito equivalente d'accoppiamento del BFQ 42 con il BLW 29.

2.1 - IL CIRCUITO D'USCITA DEL BLW 29

Per il dimensionamento del circuito d'uscita occorre innanzitutto conoscere il valore ottimo dell'impedenza di carico del BLW 29 (fig. 3), valore quest'ultimo calcolato per P_o = 14 W, V_b = 13,5 V a determinati valori di frequenza.

Avremo pertanto che il valore medio di R_L e C_L alla frequenza di 160 MHz sarà:

R_L = 5,5 Ω

C_L = 60,6 pF ◊ X_L = 16,4 Ω

Questo valore d'impedenza viene trasformato, in due passaggi, al valore di 50 Ω come appunto indicato in fig. 3. La prima idea fu quella di tralasciare C15; ma prove pratiche di laboratorio dimostrarono che si poteva ottenere migliori risultati *suddividendo* la corrente alternata *dopo* l'induttanza L6.

L5 è una bobina di arresto (choke) r.f. la cui reattanza è dalle 5 alle 7 volte superiore alla resistenza di carico del collettore. La bobina di arresto L5, insieme ai condensatori C12, C13 e C11 con in serie R5, formano un carico di collettore a larga banda che contribuisce a migliorare la stabilità in caso di disadattamento del carico esterno. Anche il condensatore C14 serve a migliorare la stabilità.

2.2 - IL CIRCUITO D'ACCOPPIAMENTO TRA IL BFQ 42 E IL BLW 29

In fig. 4 è riportato il circuito equivalente. Per il dimensionamento del circuito d'accoppiamento occorrerà conoscere il valore medio dell'impedenza d'uscita del BFQ 42 e quello dell'impedenza d'ingresso del BLW 29. Entrambi questi valori vennero calcolati con il computer. I risultati furono:

R_i = 1,2 Ω	R_L = 41,8 Ω
X_i = 0,4 Ω	C_L = —18,6 pF ◊ X_L = 53,5 Ω

Il collettore del BFQ 42 viene collegato all'alimentazione a 13,5 V tramite un resistore da 10 Ω. Ciò per il fatto che, in questo caso, il BFQ 42 deve fornire sol

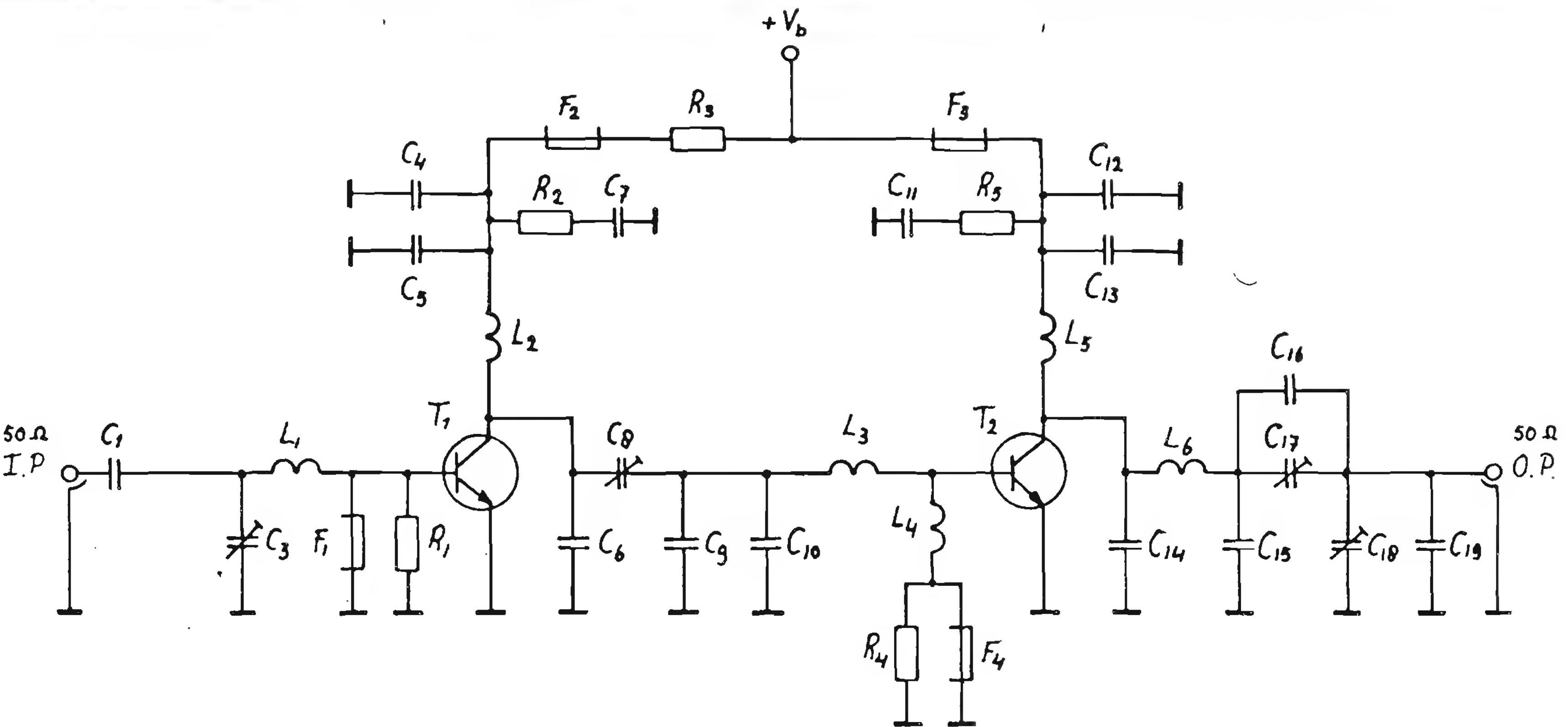


Fig. 6 - Schema elettrico dell'amplificatore VHF di potenza lavorante con i transistori BFQ 42 (pilota) e BLW 29 (finale di potenza).

R1	= 39 Ω, a carbone ± 5%, CR25
R2, R4, R5	= 100Ω, a carbone ± 5%, CR25
R3	= 10 Ω, a carbone ± 5%, PR37
C1, C5, C13	= 180 pF, 100 $V_{c.c.}$, ceramico
C2	= omesso
C6	= 2,2 pF, 500 $V_{c.c.}$, ceramico
C3, C8, C17, C18	= 5/60 pF, trimmer con dielettrico a film (cat. n. 2222 809 08003)
C4, C12	= 1 nF, 100 $V_{c.c.}$, ceramico
C7, C11	= 100 nF, poliestere ± 10%
C9	= 56 pF, 500 $V_{c.c.}$, ceramico
C10	= 27 pF, 500 $V_{c.c.}$, ceramico
C14, C16	= 18 pF, 500 $V_{c.c.}$, ceramico
C15	= 6,8pF, 500 $V_{c.c.}$, ceramico
C19	= 10 pF, 500 $V_{c.c.}$, ceramico
F1, F2, F3, F4	= perlina FXB (4313 020 15172) con 3 spire di filo rame smaltato da 0,6 mm.
L1	= 3 spire D_{int} = 3,5 mm., filo rame smaltato da 1,1 mm.; spaziatura = 0,2 mm., terminali 2 × 5 mm.
L2	= 1 spira, D_{int} = 6,1 mm, filo rame smaltato da 1,1 mm.; terminali 2 × 5 mm.
L3	= rame circuito stampato
L4	= 7 spire, D_{int} = 4,0 mm., filo rame smaltato da 0,6 mm., avvolgimento serrato, terminali 2 × 5 mm.
L5	= 3 spire, D_{int} = 3,0 mm., filo rame smaltato da 1,1 mm., spaziatura = 0,2 mm., terminali 2 × 5 mm.
L6	= 3 spire, D_{int} = 4,0 mm., filo rame smaltato da 1,1 mm., spaziatura = 0,2 mm., terminali 2 × 5 mm.
T1	= BFQ 42
T2	= BLW 29

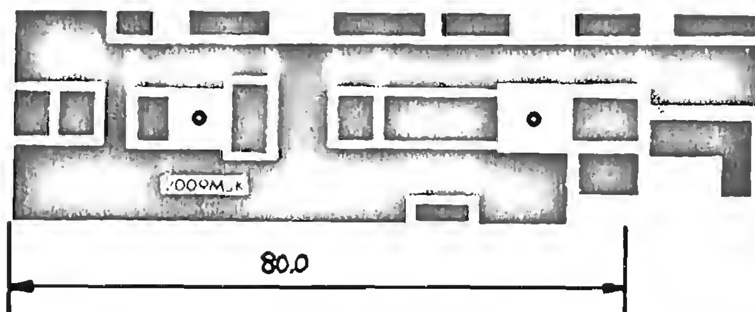


Fig. 7 - Circuito stampato dell'amplificatore visto dalla parte del rame.

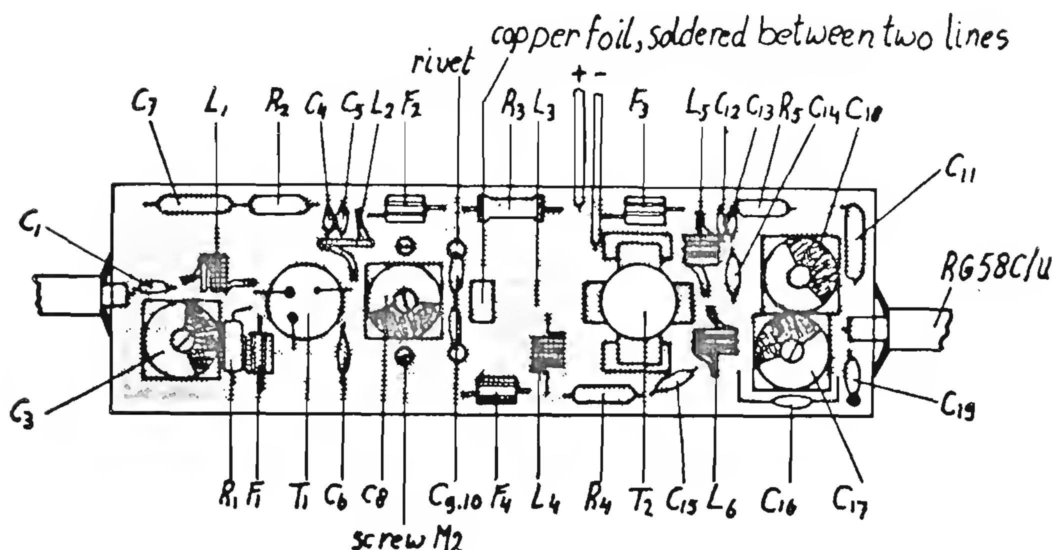


Fig. 8 - Circuito stampato visto dalla parte dei componenti

1 W, mentre sarebbe in grado di dare 2 W. Evidentemente, ciò contribuisce a migliorare la sua stabilità.

La bobina di arresto di collettore L2 fa parte del circuito d'accoppiamento interstadiale; infatti, il rapporto della sua reattanza con la resistenza di collettore è più piccolo dell'analogo rapporto nel circuito d'uscita. I condensatori C4 e C5 e C7 con in serie R2 hanno qui la stessa funzione degli analoghi componenti nel circuito d'uscita. Anche in questo caso, il condensatore C6 è stato aggiunto per migliorare la stabilità dello stadio pilota. La reattanza di C6 deve avere il valore approssimativo di —j 22 Ω; il chè si ottiene con l'aggiunta del trimmer da 60 pF. L'induttanza di L3 è così bassa che potrà essere realizzata con il rame del circuito stampato (vedi le figure 6, 7 e 8). C9 e C10 dovranno esere collegati a 17 mm circa dal transistore BLW 29. I loro terminali dovranno essere più corti possibile.

L'impedenza della combinazione di L4, R4 e F4 non influisce sul funzionamento r.f. del circuito. Si tratta infatti di una studiata combinazione tendente ad evitare l'insorgere di oscillazioni parassite in condizioni di forte disadattamento del carico all'uscita.

Il choke F4 (perlina di ferroxcube) posto in parallelo a R4 impedisce che la corrente di base possa assumere valori tali da far lavorare il transistore in "classe C".

2.3 - CIRCUITO D'INGRESSO DEL BFQ 42

Il valore medio dell'impedenza d'ingresso del BFQ 42 è (fig. 5):

R_i = 6,7 Ω
X_i = —4,0 Ω

Questo valore d'impedenza dovrà essere adattato al valore di 50 Ω, e ciò dovrà essere fatto con un solo elemento variabile. Anche in questo caso, R1 e il choke F1 hanno il compito di eliminare le oscillazioni parassite. C1 è un condensatore di blocco da 180 pF.

3. - REALIZZAZIONE PRATICA

La configurazione del rame del circuito stampato si può vedere in fig. 7. L'interruzione esistente nella pista della base di T2 (L3) dovrà essere messa in corto mediante una striscetta di rame (vedi le figure 7 e 8). La pista che porta la tensione di alimentazione al BFQ 42 dovrà essere interrotta per consentire l'inserimento del resistore-serie R3.

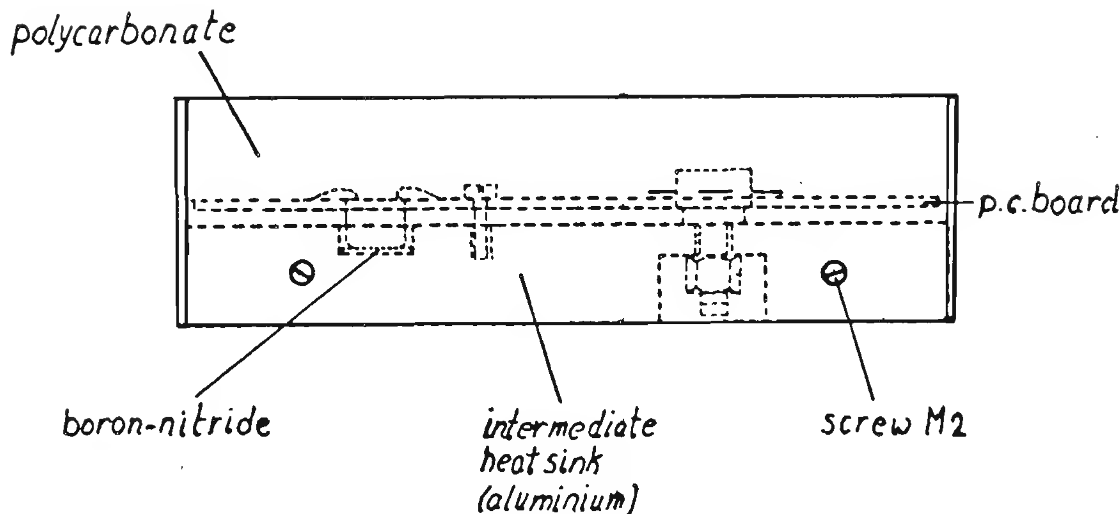


Fig. 9 - Sezione indicante la posizione dei transistori rispetto al circuito stampato e al radiatore di calore.

Il circuito stampato è di fibra di vetro epossidica, spessa 1,5 mm (1/16"), rivestita di rame da entrambe le facciate. Lo spessore del rame è 35 µm circa. Per collegamenti a massa dallo strato di rame superiore, verranno impiegati rivetti saldati.

Il radiatore di calore intermedio di alluminio (figure 9 e 13) ha dimensioni troppo ridotte per poter irradiare tutto il calore prodotto dalla dissipazione in gioco. Per questo motivo dovrà essere avvitato ad un secondo radiatore capace di dissipare tutta la potenza in gioco in condizioni di adattamento perfetto (14 W).

Il circuito stampato verrà fissato al dissipatore di alluminio mediante due viti M2 e la vite di fissaggio del BLW 29.

Il BFQ 42 è montato capovolto. Il suo contenitore non dovrà essere in contatto elettrico con il radiatore; è per questo motivo che tra la testa del contenitore e il radiatore conviene inserire un dischetto di nitruro di boro, materiale quest'ultimo che consente di abbassare la resistenza termica. Anche un po' di grasso al silicone non farà male (vedi fig. 9).

Per il BLW 29 è previsto un foro quadrato nello stampato; ciò consentirà di mettere comodamente a massa i terminali degli emettitori sfruttando una superficie di rame maggiore ,(vedi fig. 10).

4. - MISURE E STRUMENTI IMPIEGATI

Come già sottolineato, la caratteristica principale di questo amplificatore deve essere la *stabilità di funzionamento* che dovrà essere mantenuta anche in condizioni di forte disadattamento del carico.

Le prove di stabilità dovranno essere effettuate nelle seguenti condizioni:

— frequenze di misura: 146 - 153 - 160 - 167 - 174 MHz
— tensione di alimentazione: V_b = 13,5 V
— potenza d'uscita P_o = 14 W
— potenza di pilotaggio: fino a 100 mW su impedenza di 50 Ω
— rapporto onda stazionaria all'uscita (VSWR) 1:4,4 (0° - 360°)
— temperatura del radiatore: ≈ 20 °C

Per le prove di stabilità, i vari strumenti dovranno essere collegati come indicato in fig. 11: tra questi, quello più importante è l'analizzatore di spettro *HP8558B*. Il generatore di segnale da usare sarà il tipo *SMLU* della Rhode-Schwartz. Il contatore di frequenza è il tipo *PM6615* (Philips). La potenza diretta e riflessa all'ingresso verrà misurata con un wattmetro (Rhode-Schwartz) ed un indicatore di adattamento tipo NAU.

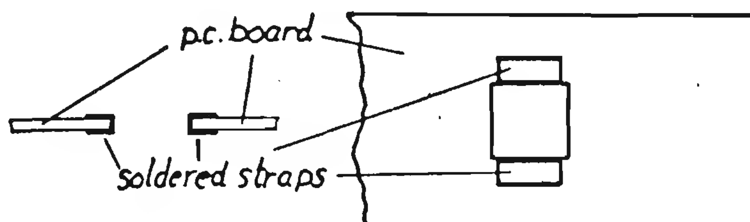


Fig. 10 - Particolare del fissaggio del transistore di potenza sul rame del circuito stampato.

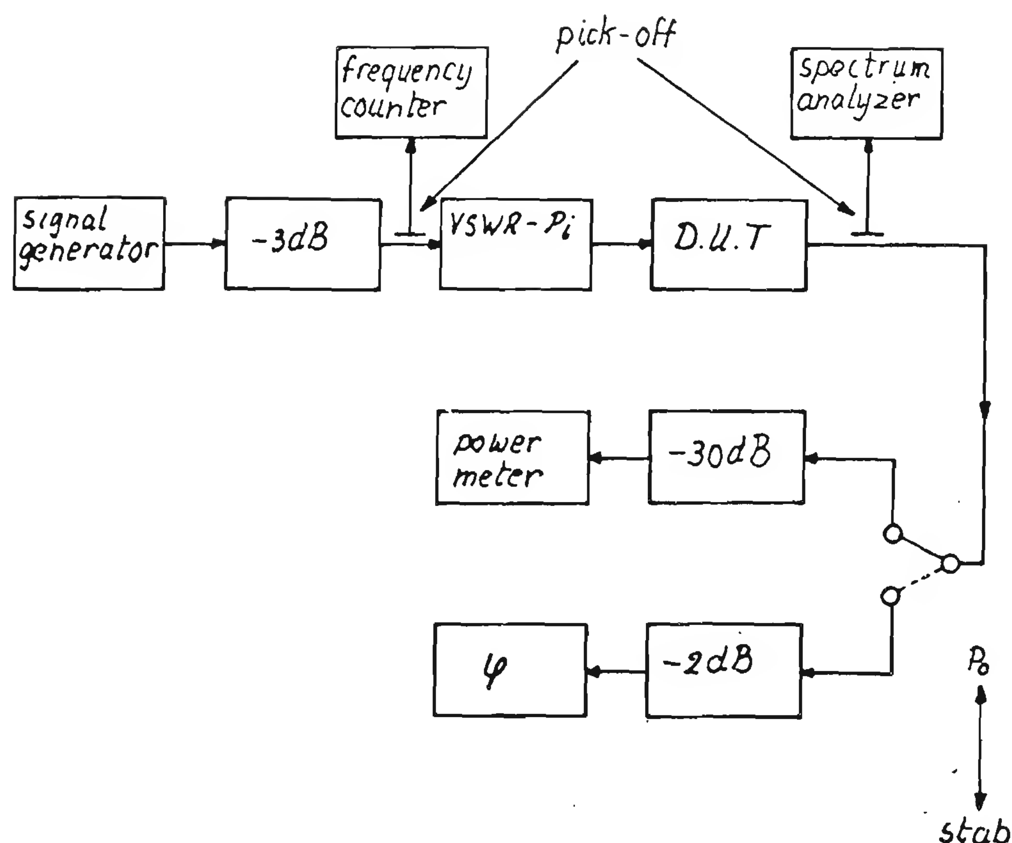


Fig. 11 - Disposizione degli strumenti impiegati durante le prove di stabilità dell'amplificatore.

La potenza d'uscita verrà attenuata di 30 dB mediante un attenuatore tipo *Bird*, e verrà misurata mediante il misuratore di potenza *435A* della Hewlett-Packard. Le misure di disadattamento vennero effettuate mediante un convenzionale attenuatore di potenza di 2 dB ed una unità-reattanza, il cui schema interno è riportato in fig. 12. La corrente venne misurata con lo strumento *428 B* Hewlett-Packard .

5. - RISULTATI DELLE MISURE

Il circuito interstadiale e quello d'uscita vennero accordati di volta in volta per la massima potenza di uscita, su ciascuno dei 5 valori delle frequenze di misura, e corrispondentemente, il circuito d'ingresso per il valore di riflessione più basso.

Si ottennero i seguenti risultati:

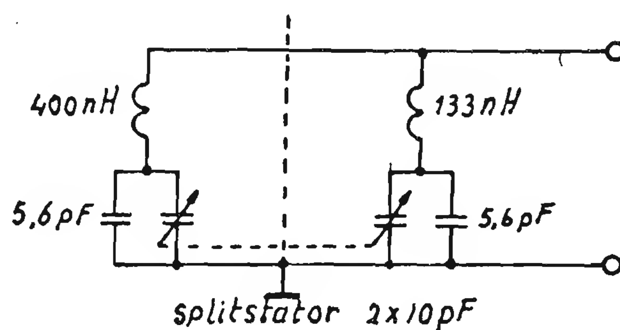


Fig. 12 - Schema elettrico interno dell'unità di reattanza (Q).

P_o = 14 W V_B = 13,5 V

f(MHz)	P_i (mW)	P_r (mW)	I_{tot} (A)	I_{T1} (mA)	η%	guadagno (dB)
146	63	0	1,76	76	58,9	23,5
153	99	0	1,64	115	63,2	21,5
160	79	0	1,85	81	56,1	22,5
167	66	0	1,73	72	59,9	23,3
174	74	0	1,82	72	57,0	22,8

Una riduzione del 20% della tensione della batteria potrà produrre una diminuzione del 37.1% nella potenza d'uscita. L'amplificatore è stato riscontrato stabile per disadattamento fino a VSWR di 4,4 (con qualsiasi fase) e con potenza d'uscita fino a 14 W.

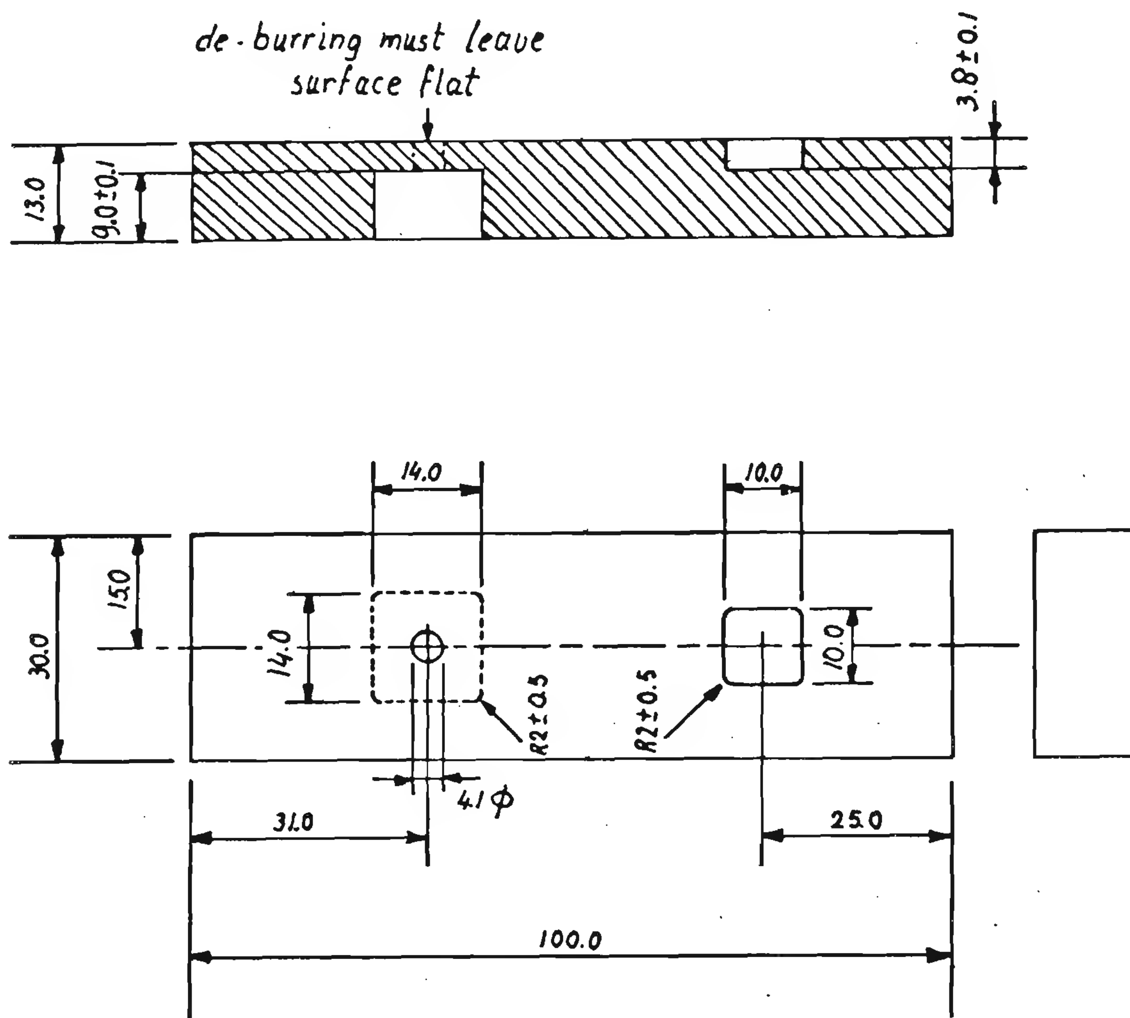


Fig. 13 - Configurazione e dimensioni (in mm) del dissipatore di alluminio.

Amplificatore di potenza per ricetrasmettitori VHF realizzato con i transistori BFQ43 e BLW31

Banda di lavoro: 146/174 MHz
Potenza d'uscita: 28 W

Viene descritto il progetto completo di un amplificatore di potenza a due stadi per ricetrasmettitori operanti nella banda VHF (146/174 MHz). I transistori impiegati sono il BFQ43 e il BLW31. La potenza d'uscita è 28 W. Precedentemente questo valore di potenza era ottenuto con amplificatori a tre stadi. Questo amplificatore a componenti discreti, a parità di potenza, può rappresentare una soluzione economicamente vantaggiosa in alternativa ai cosidetti amplificatori modulari del tipo BGY35 e BGY36, già da noi illustrati.

1. INTRODUZIONE

Il **BFQ43** e il **BLW31** sono transistori VHF di potenza progettati per essere impiegati in apparecchiature per telecomunicazioni fisse o mobili. La tensione di alimentazione ha il valore di 13,5 V. Il guadagno di potenza è elevato, e ciò contribuisce a semplificare considerevolmente la realizzazione della sezione r.f. di potenza di queste apparecchiature.

Il BLW31 è incapsulato in un contenitore ceramico munito di vite di fissaggio (stud) da 3/8". Quanto al BFQ43 si deve far presente che il cristallo di questo transistore è stato montato su chip di berillio e incapsulato in un contenitore SOT 5/11 (TO 39). Lo emettitore è stato collegato internamente al contenitore, per cui è possibile saldare il contenitore direttamente al rame del circuito stampato (fig. 1a).

Qui di seguito illustreremo un esempio di impiego di entrambi questi transistori in un amplificatore *in*

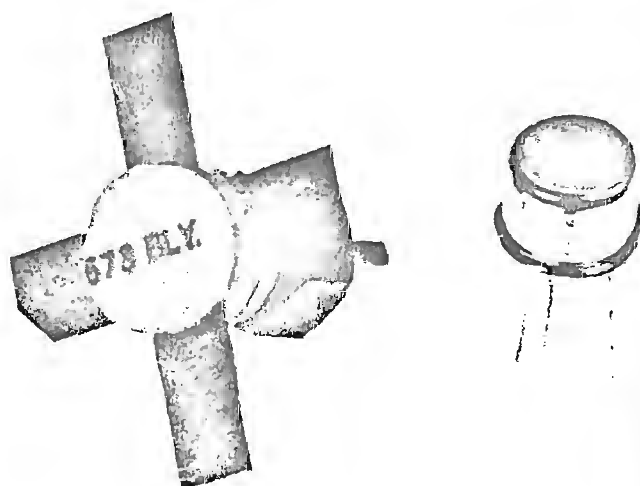


Fig. 1 - Il contenitore del transistore BFQ43 è un convenzionale (TO-39) quello del BLW31 (sigla di sviluppo 6 BLY) è ceramico con vite di fissaggio da 3/8".

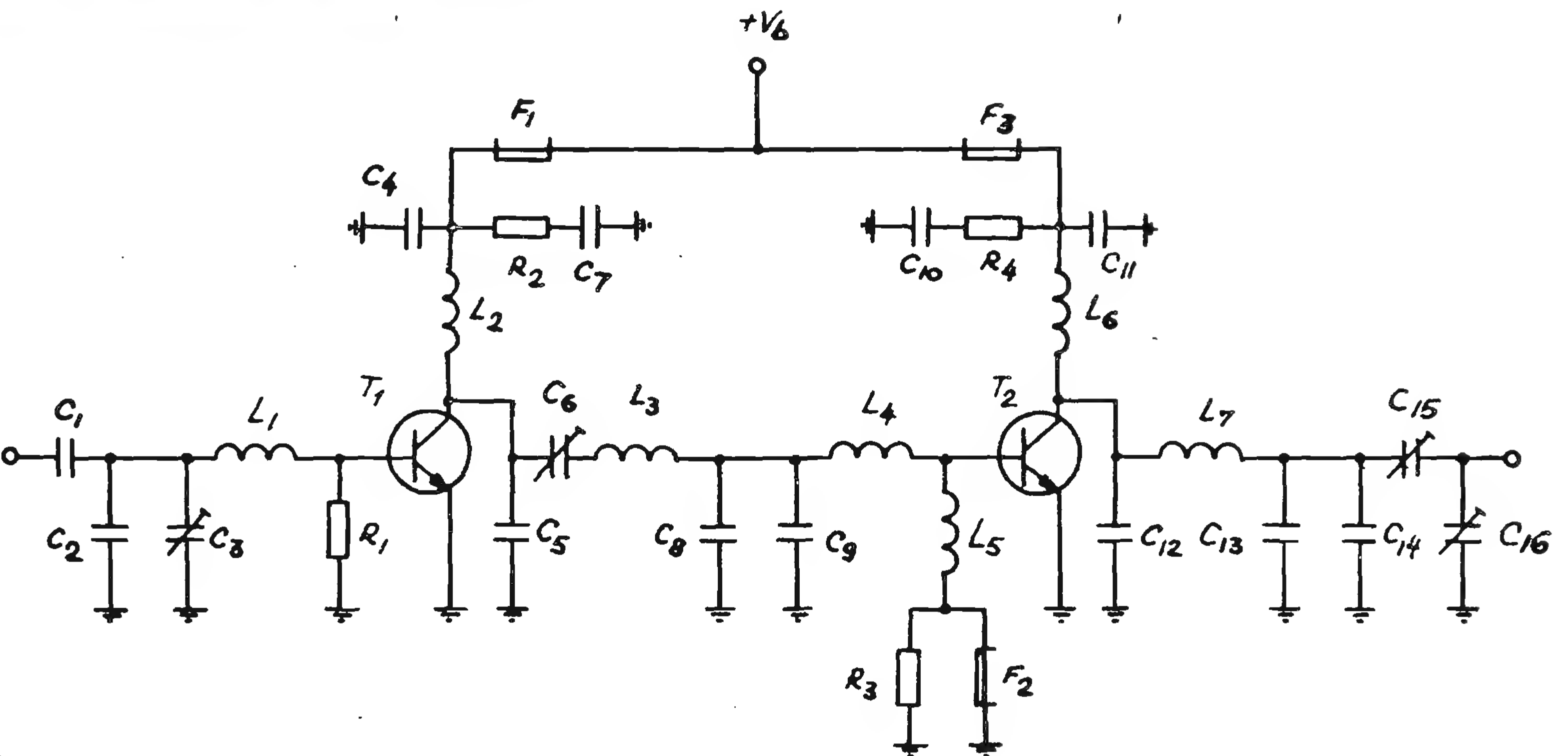


Fig. 1a - Schema elettrico dell'amplificatore di potenza operante nella banda da 146 a 174 MHz equipaggiato con i transistori BFQ43 e BLW31

Componenti:

C1, C4, C11 = 180 pF, 500 V c.c.	2222 655 03181
C2 = 22 pF ± 2%, 500 V c.c.	2222 650 10229
C3, C6, C15, C16 = 5/60 pF trimmer con dielettrico a film	2222 808 08003
C5, C13, C14 = 8,2 pF ± 0,25 pF 500 V c.c.	2222 650 09828
C7, C10 = 100 nF poliestere ± 10%	2222 342 45104
C8, C9 = 82 pF ± 2%, 500 V c.c.	2222 650 58829
C12 = 33 pF ± 2%, 500 V c.c.	2222 650 10339
R1 = 39 Ω, carbone ± 5% tipo CR25	2322 101 33399
R2, R3, R4 = 10 Ω, carbone ± 5% tipo CR25	2322 101 33109
F1, F2, F3 = perlina di ferroxcube con tre spire di filo di rame smaltato da 0,5/0,6 mm	4313 020 15171

T1 = BFQ43
T2 = BLW31

L1 = 2 spire, Ø interno = 4,0 mm; filo di rame smaltato da 1,1 mm; spaziatura uguale al diametro del filo; terminali 2 × 4 mm

L2 = 2 spire, Ø interno = 4,0 mm; filo di rame smaltato da 1,1 mm; avvolgimento stretto; terminali 2 × 4 mm

L3 = bandella di rame sagomata ad U larga 6 mm, spessore 0,1 mm (fig. 8a).

L4 = rame del circuito stampato (vedi circuito stampato)

L5 = 7 spire, Ø interno = 4,0 mm; filo di rame smaltato da 0,6 mm, avvolto strettamente; terminali 2 × 4 mm

L6 = 2 spire, Ø interno = 5,0 mm; filo di rame smaltato da 1,5 mm; avvolgimento stretto; terminali 2 × 4 mm

L7 = 2 spire, Ø interno = 6,0 mm; filo di rame smaltato da 1,5 mm; spaziatura tra le spire circa 0,5 mm; terminali 2 × 5 mm

classe B alimentato da una tensione di 13,5 V. L'amplificatore è accordabile e copre tutti i canali compresi tra 146 e 174 MHz. Con 250 mW di ingresso, è possibile ottenere all'uscita 28 W.

L'amplificatore ha un funzionamento stabile anche con un rapporto VSWR di 5 (0°-360°) per una variazione della potenza di uscita da 0 fino a 28 W: la variazione della potenza di uscita è ottenuta in questo caso mediante variazione della potenza di pilotaggio. La tensione di alimentazione è 13,5 V.

2. DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

In fig. 1a è riportato lo schema elettrico del prototipo. Si tratta, come si vede, di un amplificatore a due stadi, lavoranti entrambi *in classe B*. Per ridurre i costi dell'amplificatore e semplificare la taratura del medesimo il numero dei componenti regolabili è stato ridotto al minimo.

2.1. Rete di uscita del BLW31

Inizialmente, la rete passa-basso per l'adattamento dell'impedenza del collettore del BLW31 al carico (50 Ω), venne realizzata col *sistema Chebishev*; questa soluzione, abbastanza complessa, prevedeva *un solo elemento di accordo*; aveva però l'inconveniente di conferire scarsa stabilità all'amplificatore in caso di imperfetto adattamento d'impedenza. Per questo motivo si pensò di adottare, anche in questo caso, il sistema convenzionale di adattamento di impedenza che prevede *due elementi di accordo*.

Per il calcolo di queste reti è necessario partire dai valori noti di R_L e C_L. Ciò è indicato nella tabella 1 nella quale figurano anche i valori dell'impedenza *complessa* di ingresso nonché il valore del guadagno, (per L_e = 0,4 nH).

I valori dei parametri riportati nella tabella 1 sono stati calcolati per una potenza P_o = 28 W e una Vb = 13,5 V e un certo numero di frequenze opportunamente scaglionate entro la banda di lavoro dell'amplificatore.

Un'attenta osservazione dei valori riportati nella tabella 1 fa concludere che il transistore di potenza BLW31 richiede, per l'adattamento dell'impedenza di uscita (50Ω), un fattore di trasformazione di impedenza piuttosto elevato.

Un sistema per abbassare detto fattore consiste nel *deviare* verso massa mediante condensatori fissi (C13, C14) una parte della corrente r.f., prima che essa raggiunga la rete di adattamento variabile costituita dai condensatori trimmer C15-16. In definitiva, quindi, in questa maniera, l'adattamento d'impedenza viene effettuato in due fasi, e ciò, tutto a vantaggio del guadagno e del rendimento dell'amplificatore. La figura 2 illustra questa tecnica. L6 è un choke r.f. necessario per poter applicare la tensione continua di alimentazione al collettore. L'impedenza di questa bobinetta è dalle 5 alle 7 volte più grande dell'impedenza di carico del collettore. Il choke L6, unitamente al condensatore by-pass r.f. C11, R4 e C 10 — quest'ultimi collegati in serie — costituiscono, per il collettore del transistore T2, un'impedenza di carico a larga banda che contribuisce a stabilizzare il funzionamento dell'amplificatore anche nel caso in cui il carico esterno non risultasse adattato all'impedenza di uscita dell'amplificatore.

Tabella I — Parametri caratteristici del circuito d'uscita

	parallelo		*serie*		
f(MHz)	R_L(Ω)	C_L(pF)	Rl(Ω)	Xl(Ω)	guadagno dB
146	2.76	11.9	0.95	1.08	11.70
153	2.81	15.9	0.94	1.20	11.34
160	·2.84	20.8	0.94	1.31	10.98
167	2.88	25.9	0.94	1.43	10.64
174	2.92	28.5	0.93	1.54	10.33
valori medi 2.84		20.6	0.94	1.31	Δ guadagno = 1.37dB

Il choke F3 inserito nel collegamento della tensione di alimentazione serve a rendere stabile il minimo valore dell'impedenza della sorgente di alimentazione.

Siccome la caratteristica di questo amplificatore è quella di avere dimensioni più ridotte possibili, al posto dei choke in ferroxcube VK200 (4312 020 36640) che, com'è noto, sono abbastanza ingombranti si è preferito impiegare tipi a dimensioni più ridotte (4312 020 15171). Quest'ultimi sono costituiti da 3 spire di filo di rame smaltato da 0,6 mm.

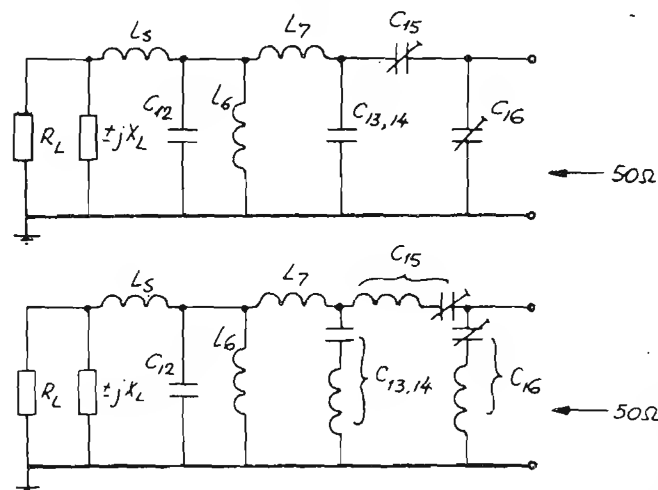


Fig. 2 - (in alto): schema equivalente del circuito d'uscita dell'amplificatore. (in basso): sono state indicate le induttanze disperse dei terminali dei condensatori.

Nel circuito equivalente di fig. 2, l'induttanza-serie di collettore (sia la componente interna che quella esterna) è stata incorporata in Ls. Il condensatore C12 ha il compito di ridurre la tensione di picco del collettore e portarla ad un valore tale per cui sicuramente non potrà aver luogo l'effetto valanga. In definitiva quindi questo condensatore (33 pF) tende ad aumentare la stabilità dell'amplificatore.

Nella fig. 2 (in basso), in serie ai condensatori C13, 14 ed ai condensatori di accordo C15 e C16 è stata disegnata un'induttanza; questa induttanza sta ad indicare la induttanza *dispersa* dei terminali di questi componenti che, nel campo VHF in cui vengono a lavorare, non è affatto trascurabile. In particolare, l'induttanza dei terminali dei condensatori di accordo (60 pF) ha il valore di 5 nH; quella dei terminali dei condensatori fissi ha il valore di 8 nH per condensatore.

2.2. Rete interstadiale tra BFQ43 e BLW31

Per avere un'idea dei criteri che hanno portato al dimensionamento della rete interstadiale (circuiti di accoppiamento) tra T1 e T2 sarà opportuno dare un'occhiata all'andamento di alcuni parametri di funzionamento dello stadio pilota (T1) riportati nella tabella 2.

Tabella II — Parametri di funzionamento dello stadio pilota
(P_o = 4 W, Vb = 13,5 V Rbe = 39 Ω)

	parallelo		*serie*		
f(MHz)	R_L(Ω)	C_L(pF)	Rl(Ω)	Xl(Ω)	guadagno dB
146	22.12	-28.5	3.17	-2.50	14.95
153	22.01	-27.0	3.13	-2.13	14.60
160	21.76	-25.6	3.12	-1.78	14.25
167	21.73	-24.5	3.09	-1.46	13.93
174	21.59	-23.3	3.08	-1.14	13.60
valori medi	21.84	-25.8	3.12	-1.80	Δ guadagno = 1.35dB

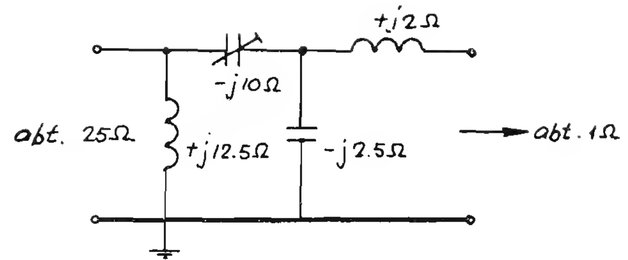


Fig. 3 - Schema elettrico semplificato del circuito interstadiale.

Compito del circuito interstadiale è quello di adattare il circuito-parallelo, costituito da R_L (21,84 Ω) e C_L (25,8 pF), all'impedenza di ingresso del BLW31 (0,94 + j 1,31 Ω). I suddetti valori sono valori medi. Anche in questo caso, questo adattamento dovrà essere realizzato riducendo al minimo i componenti da regolare.

Dopo alcune prove di laboratorio, si riuscì a ridurre il circuito di accoppiamento tra i transistori T1 e T2 a quello equivalente e semplificato riportato in fig. 3. Come si vede, questo circuito equivale a quello dei moduli VHF BGY32, BGY33, GBY35 e BGY36 (già da noi presentati). In fig. 4 si può vedere la realizzazione pratica del circuito interstadiale.

La funzione dei componenti che vi figurano è la seguente:

L2 (come L6 di T2) è il choke r.f. che serve a collegare il collettore di T1 alla tensione continua di alimentazione. Osservando la figura 4 si vede che questo choke r.f. svolge una funzione diversa dal choke r.f. L6, per cui, in questo caso, non vale la regola secondo la quale esso deve avere un valore dalle 5 alle 7 volte superiore all'impedenza di carico del collettore. Viceversa, il condensatore C5 e la combinazione serie C7 - R2 hanno gli stessi valori dei corrispondenti C11, e la serie C10-R4 in quanto queste reti esplicano una identica funzione. La reattanza di C6 ha il valore medio di — j10 Ω, il che, in pratica, significa impiegare un trimmer da 60 pF.

Dalla lista dei componenti risulta che L3 è una induttanza a forma di « U » mentre C8 e C9 (in parallelo) vengono collegati ad una presa intermedia sulle induttanze L3, L4. Si deve tener presente che i terminali di C8 e C9 (82 pF) dovranno essere molto corti. Il punto di collegamento di C8 e C9 (in parallelo) nel punto intermedio delle induttanze L3 e L4 è molto critico; infatti, il più piccolo spostamento di questo punto di collegamento intermedio influenza notevolmente l'andamento della curva di risposta in frequenza di tutto il circuito di accoppiamento nonché i valori delle impedenze di adattamento.

Per non andare incontro a fenomeni di reazione positiva, *le correnti verso massa* dei condensatori C8, C9 e del condensatore-filtro C13-14 sono state « incanalate » verso i terminali di emettitore del transistore finale.

L'impedenza della combinazione L5/R3/F2 non ha una grande influenza sul funzionamento del circuito. I valori di questi componenti sono stati calcolati in maniera da sopprimere eventuali oscillazioni parassite che potrebbero insorgere in condizioni di disadattamento molto spinte. Il choke F2, costituito da una perlina di ferrite collegata in parallelo a R3, è stato aggiunto allo scopo di evitare che una eventuale corrente di base possa portare il transistore a lavorare *in classe C*. Infatti si è potuto constatare che questa rete dà, agli effetti della soppressione di oscillazioni parassite, migliori risultati che un singolo choke in ferroxcube. Il condensatore C5 collegato tra collettore e massa di T1 ha la stessa funzione di C12 dello stadio finale.

2.3. Circuito d'ingresso del BFQ43

Nella tabella precedentemente riportata sono indicati i valori dell'impedenza *complessa* del circuito d'ingresso del BFQ43; tali valori sono validi entro tutto il campo delle frequenze di lavoro, e cioè, da 146-174 MHz. Questa impedenza di ingresso *complessa* dovrà essere adattata, a sua volta, all'impedenza caratteristica d'ingresso (50 Ω) dell'amplificatore. Dalla suddetta tabella è facile rilevare come la componente *ohmica* di questa impedenza mantiene un valore pressocché costante mentre la componente *immaginaria Xi* varia di un fattore pari a 2. Ciò significa che nella sezione di ingresso di questo amplificatore non si può fare a meno *di almeno* un elemento variabile per l'accordo.

Partendo dai valori medi riportati in tabella si può valutare con i sistemi convenzionali di calcolo il valore degli altri componenti. La fig. 5 riporta il circuito d'ingresso. E' un circuito a « L ». Il valore di 39 Ω assegnato al resistore di ritorno di base (R1) rappresenta un buon compromesso in quanto consente di ottenere, entro la banda amplificata, e cioè da 146 a 174 MHz, un guadagno in potenza costante e parimente una costante impedenza di ingresso. Tra l'altro, questo resistore contribuisce a dare una maggiore stabilità di funzionamento all'amplificatore nel caso in cui nello stadio d'ingresso o nello stadio fina-

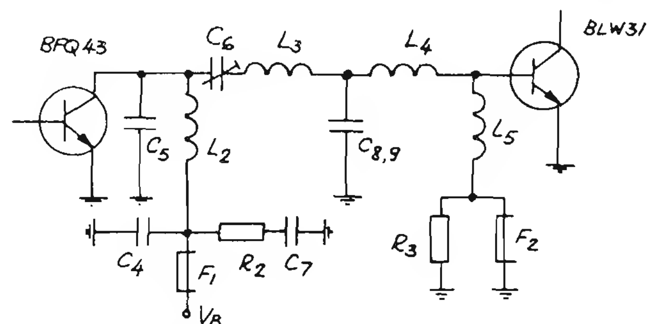


Fig. 4 - Schema elettrico del circuito interstadiale (realizzazione pratica).

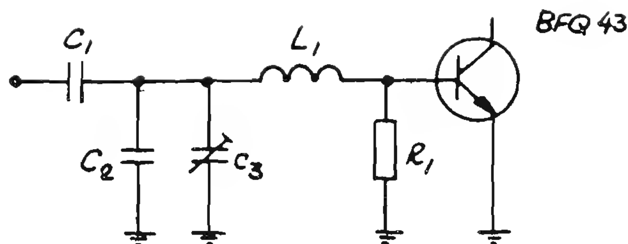


Fig. 5 - Schema del circuito d'ingresso del transistore BFQ43.

le non si abbia perfetto adattamento dei circuiti. C3 è un condensatore variabile da 60 pF. Il condensatore di blocco è C1 (180 pF). E' stato scelto questo valore in quanto esso consente di ottenere una risonanza-serie quando la frequenza di lavoro si aggira sui 160 MHz. Qualora si desiderasse impiegare un condensatore di tipo diverso sarà opportuno determinare il valore mediante, per esempio, un grid-dip meter; ovviamente, per questa misura, occorrerà corto-circuitare i terminali del condensatore. Lo stesso discorso vale per i condensatori di disaccoppiamento C4 e C11.

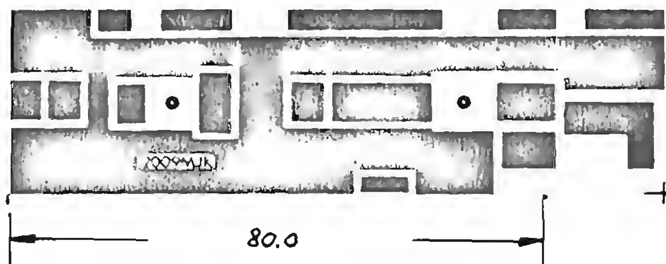


Fig. 6 - Configurazione del rame della piastra del circuito stampato per la realizzazione dell'amplificatore.

3. REALIZZAZIONE PRATICA

In fig. 6 è riportata la configurazione del rame del circuito stampato; il medesimo, con i componenti montati, è riportato in fig. 7. Dato che l'amplificatore deve essere installato in sistemi mobili si è cercato di ridurre le dimensioni al minimo. La piastra di circuito stampato è in fibra di vetro epossidica con rivestimento in rame da entrambi i lati; lo spessore della piastra è 1,5 mm, lo spessore del rame è circa 35 μ. Come al solito, per effettuare i collegamenti di massa tra il rame superiore e il rame inferiore della piastra vengono impiegati rivetti saldati da 2 mm.

La fig. 7b indica come va inserito il dissipatore di calore (in alluminio). Questo dissipatore essendo di ridotte dimensioni non è in grado di smaltire tutto il calore prodotto dai transistori. E' per questo motivo che dovrà essere avvitato ad un dissipatore di calore aggiuntivo capace di dissipare una potenza compresa tra 20 e 25 W, valori quest'ultimi verificabili in caso di disadattamento di impedenza. Nel prototipo di laboratorio questo dissipatore era stato avvitato ad una unità raffreddata ad acqua.

La piastrina di circuito stampato dovrà essere sistemata dentro una scatoletta stagnata internamente e saldata allo strato inferiore del rivestimento di rame della piastra. Si può anche saldare il contenitore del BFQ43 direttamente allo strato inferiore del rame della piastra e appoggiare con forza il dissipatore di calore contro la testa (cap) del transistore medesimo. Per essere sicuri che si realizzi un buon trasferimento di calore converrà impiegare le solite paste al silicone.

Per il transistore BLW31, munito di vite centrale (stud), converrà effettuare sulla piastra un foro quadrato invece che rotondo. Il vantaggio di questa soluzione è che il contatto diretto tra la parte superiore e la parte inferiore dello strato di rame sotto i terminali di emettitore potrà avvenire su una superficie di rame molto ampia invece che mediante i soliti rivetti forati.

Nella fig. 8 si possono vedere alcuni dettagli costruttivi del dissipatore di piccole dimensioni.

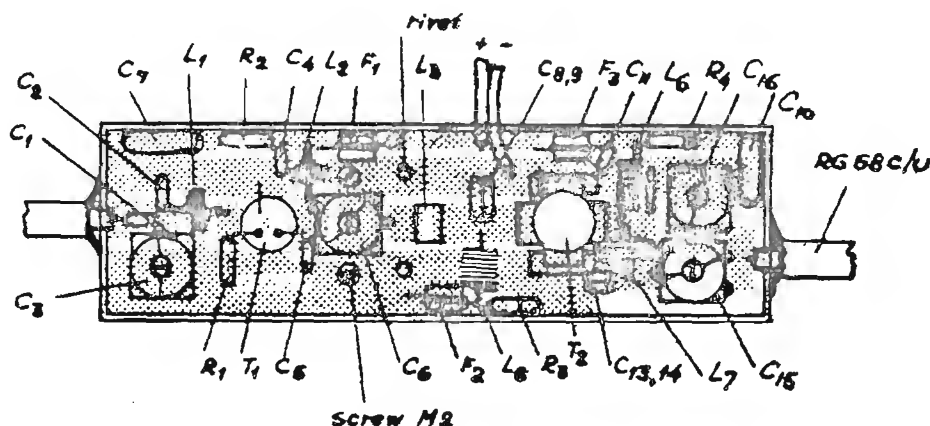


Fig. 7 - Piastra del circuito stampato vista dalla parte dei componenti.

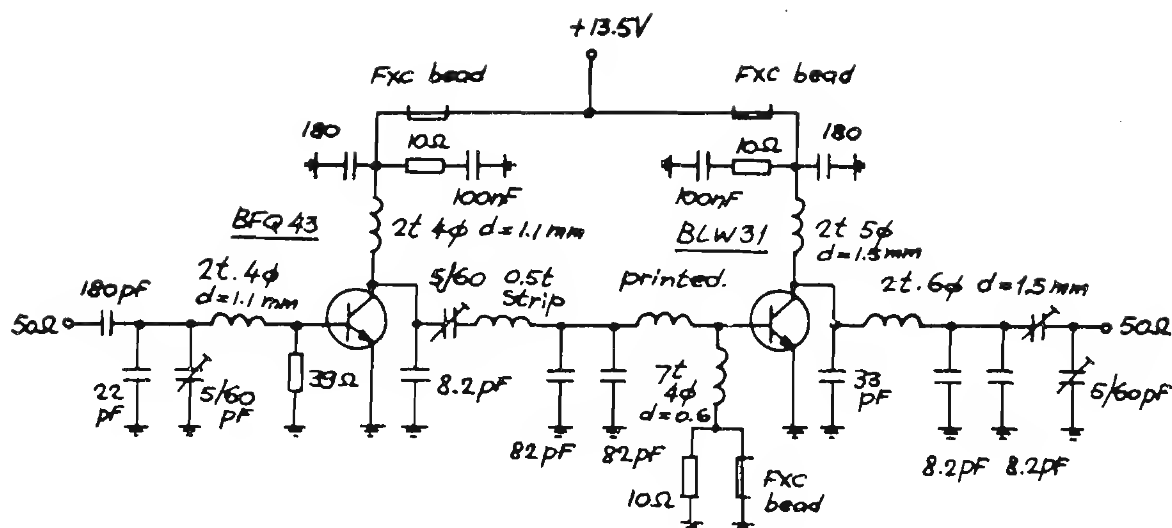


Fig. 7 a - Schema elettrico dell'amplificatore con indicato il valore dei componenti impiegati.

4. CONTROLLO DELLA STABILITA' NEL CASO DI DISADATTAMENTO DI IMPEDENZA E CONTROLLO DEI SEGNALI SPURI

Da quanto sopra appare evidente che il controllo più importante di questo amplificatore riguarda i componenti attivi (transistori) i quali non dovranno essere minimamente danneggiati nel caso in cui si dovessero verificare forti disadattamenti di impedenza, specialmente all'uscita dell'amplificatore.

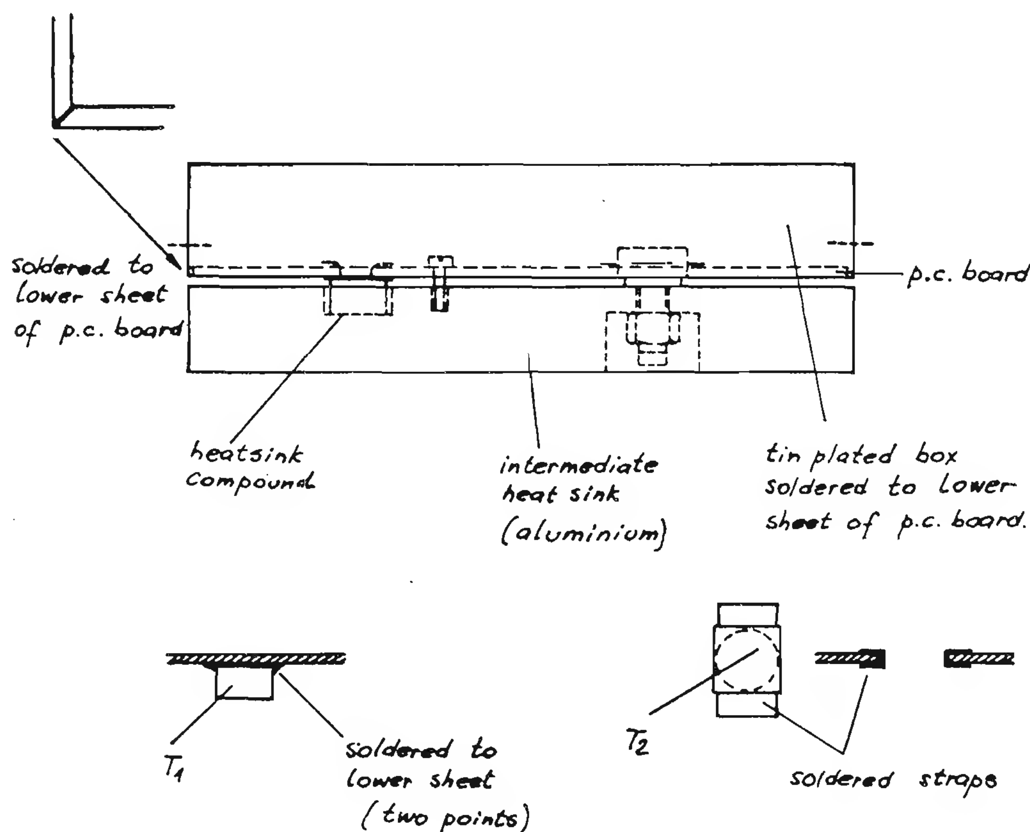


Fig. 7 b - Particolari del montaggio dei dissipatori di calore dei transistori BFQ43 e BLW31. Nella parte superiore è indicata la scatoletta stagnata saldata inferiormente al rame della piastra; nella parte inferiore è indicato il piccolo dissipatore di calore.

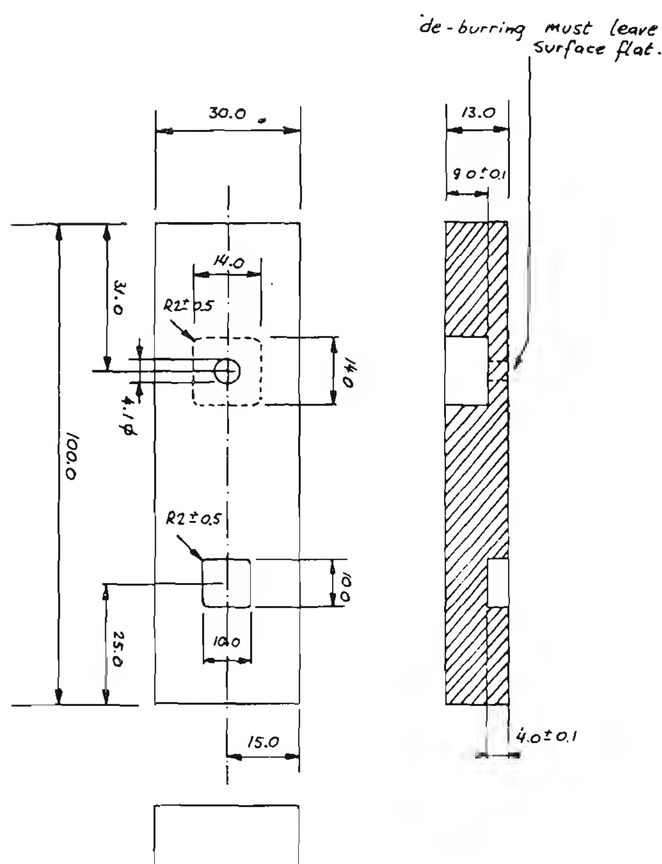


Fig. 8 - Dimensioni di ingombro del dissipatore di calore. Il materiale è alluminio; le dimensioni sono quelle indicate: tolleranze non specificate ± 0,2 mm. A fori fatti non devono rimanere truccioli o sbavature.

Le prove di stabilità al riguardo, effettuate in laboratorio, sono state eseguite in queste condizioni di funzionamento:

— frequenze di misura: 146, 153, 160, 167 e 174 MHz;

— tensione di alimentazione Vb = 13,5 V;

— potenza di uscita P_o = 28 W;

— livello del segnale di pilotaggio, compreso tra 0 e 250 mW applicato all'ingresso (50 Ω);

— VSWR (all'uscita) 1:5 (0°-360°);

— temperatura del dissipatore circa 20 °C.

Essere riusciti ad ottenere condizioni di funzionamento stabile nelle suddette condizioni non fu certo una cosa facile. Gran parte delle prove di funzionamento di questo amplificatore e delle modifiche appor-

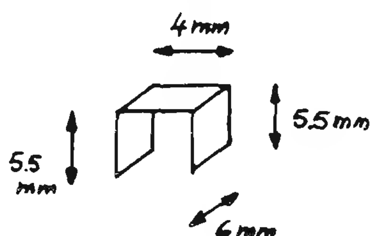


Fig. 8 a - Dimensioni e aspetto della bandella sagomata a « U » (L3).

Tabella III — Risultati delle misure dei parametri principali effettuate su 5 prototipi di laboratorio

N. 1
(P_o = 28 W; V_B = 13.5 V)

f(MHz)	Pi(mW)	Pr(mW)	It(A)	Rendimento %	guadagno dB
146	246	0	3.90	53	20.58
153	225	0	3.90	53	20.95
160	210	0	3.90	53	21.25
167	190	0	4.35	48	21.68
174	195	30	4.15	50	21.57

N. 2
(P_o = 28 W; V_B = 13.5 V)

f(MHz)	Pi(mW)	Pr(mW)	It(A)	Rendimento %	guadagno dB
146	225	0	3.60	58	20.95
153	200	0	4.00	52	21.46
160	190	0	3.95	53	21.68
167	185	0	4.05	51	21.80
174	195	20	4.30	48	21.57

N. 3
(P_o = 28 W; V_B = 13.5 V)

f(MHz)	Pi(mW)	Pr(mW)	It(A)	Rendimento %	guadagno dB
146	210	0	3.95	53	21.25
153	195	0	3.90	53	21.57
160	175	0	3.90	53	22.04
167	150	0	3.70	56	22.71
174	170	0	4.20	49	22.18

N. 4
(P_o = 28 W; V_B = 13.5 V)

f(MHz)	Pi(mW)	Pr(mW)	It(A)	Rendimento %	guadagno dB
146	230	0	4.10	51	20.85
153	200	0	4.10	51	21.46
160	170	0	3.95	53	22.18
167	145	0	4.00	52	22.86
174	200	10	4.25	49	21.46

N. 5
(P_o = 28 W; V_B = 13.5 V)

f(MHz)	Pi(mW)	Pr(mW)	It(A)	Rendimento %	guadagno dB
146	205	0	4.10	51	21.35
153	195	0	3.65	53	21.57
160	175	5	3.70	57	22.04
167	170	0	3.85	54	22.17
174	170	10	3.80	55	22.17

Tabella IV — Dati tecnici essenziali del BLW 31 e BFQ 43

(Funzionamento in R.F. alla Tamb = 25 °C in un circuito con emettitore in comune, classe B, senza neutralizzazione)

Funzionamento	f (MHz)	C_{CE} (V)	P_L (W)	G_p (dB)	Rendimento collettore %
Onda continua (c.w.)	175	13.5	28*	>9**	min 60

* 4 W per il BFQ43
** > 12 V per il BFQ43

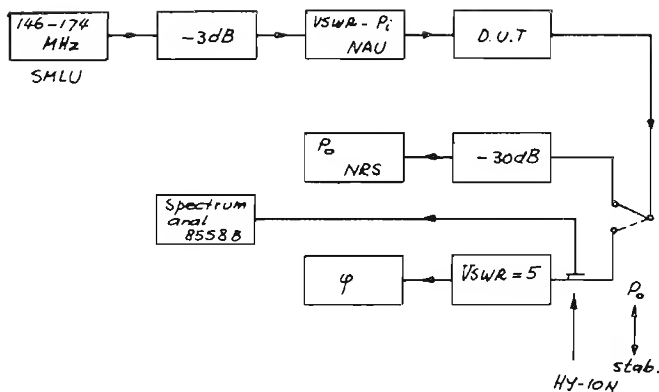


Fig. 9 - Disposizione degli strumenti per le prove di stabilità di funzionamento dell'amplificatore in caso di disadattamento del carico all'uscita.

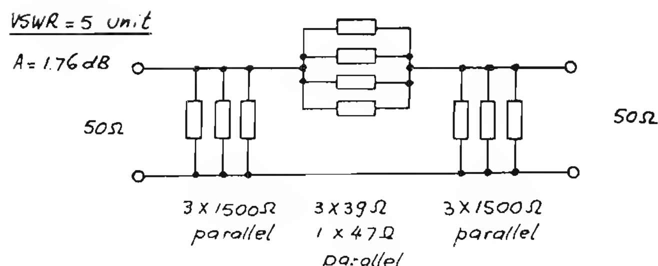


Fig. 10 - Come deve essere realizzata l'unità per un VSWR = 5.

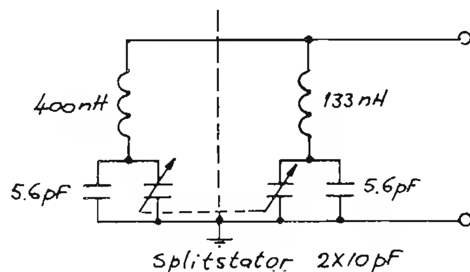


Fig. 11 - Schema elettrico dell'unità reattanza (φ) usata per la variazione da 0° a 360 °C nella misura di un VSWR ≥ 50.

tate furono introdotte proprio in occasione di questo controllo. E' per questo motivo che consigliamo di realizzare *questo* amplificatore esattamente come lo abbiamo in precedenza descritto, sia per ciò che riguarda i componenti sia per la loro posizione indicata nei disegni.

La disposizione degli strumenti richiesti per effettuare le suddette prove di stabilità si può vedere in fig. 9, nella quale l'analizzatore di spettro *HF 8558 B* costituisce lo strumento essenziale per poter fare queste prove e queste misure. Per essere sicuri che la impedenza della sorgente abbia veramente il valore di 50 Ω si è provveduto ad inserire nella catena tra il generatore di segnali SMLU (Rhode-Schwarz), un attenuatore di 3 dB. La potenza di ingresso e il VSWR (rapporto onda stazionaria) vennero misurate mediante il NAU.

In fig. 10 si può vedere come deve essere realizzato un'unità VSWR che dia un rapporto di 5 mentre in fig. 11 è indicato lo schema elettrico dell'unità reattanza.

Le suddette prove, fatte con gli strumenti e nelle condizioni indicate, indicarono che, in normali condizioni di accordo, l'amplificatore lavorava con un buon margine di stabilità.

5. MISURE

Le misure effettuate su cinque prototipi dettero i risultati riportati nella tabella III.

Il circuito interstadiale e quello di uscita vennero accordati in maniera da ottenere la massima potenza di uscita mentre la sezione d'ingresso venne tarata per il minimo di riflessioni.

I prototipi mantennero un funzionamento stabile per disadattamento del carico fino a un VSWR di 5 per qualsiasi valore di rotazione della fase e per tutti i valori intermedi della potenza d'uscita fino alla massima consentita di 28 W. La corrente di collettore del BFQ43 ammonta a 300 . . . 400 mA.

Amplificatori modulari di potenza a larga banda per trasmettitori VHF
(Bande I/III)

Si dà una descrizione delle caratteristiche degli amplificatori modulari di potenza a larga banda operanti nella banda VHF; in particolare i moduli BGY 32 e BGY 33 coprono la banda da 68 a 108 MHz con 18 W di uscita per un pilotaggio di 100 mW, mentre i moduli BGY 35 e BGY 36 coprono la banda da 132 MHz a 174 MHz anch'essi con 18 W di uscita e 150 mW di pilotaggio; alla fine si dà un esempio di impiego di questi moduli.

I moduli di potenza V.H.F. della serie BGY32/33 e BGY35/36 sono stati introdotti per semplificare il progetto e la realizzazione di trasmettitori FM mobili per i quali esistono effettivamente problemi di spazio e di ingombro.

Per la realizzazione di questi moduli di potenza sono state impiegate tecnologie che non sarebbe stato possibile impiegare nel caso di realizzazione mediante componenti discreti. Difatti, i componenti *passivi* del circuito sono stati montati molto vicino al *chip* del transistor; a loro volta, le *interconnessioni* fra i vari componenti attivi e passivi sono state fatte mediante sistemi di deposizione di materiale semiconduttore, caratteristici delle tecnologie dei circuiti ibridi. Ciò ha permesso di ridurre al minimo le reattanze disperse presenti invece in analoghi sistemi a componenti discreti: il risultato è che le prestazioni di un modulo sono pressoché identiche a quelle di un altro modulo. Tra l'altro possono essere impiegati componenti di dimensioni estremamente ridotte; per esempio, è possibile realizzare con le tecniche a cui abbiamo accennato prima, induttanze con valore molto basso (da 1 a 10 nH), ed impiegare nello stesso tempo condensatori *chip* anch'essi con induttanza molto bassa.

Il risultato finale è stato quello di essere riusciti a realizzare amplificatori a larga banda di notevole potenza, di ridotte dimensioni, con prestazioni e parametri ben definiti. Questi moduli non prevedono eventuali regolazioni o messe a punto per il semplice fatto che non sono necessarie.

Attualmente, la gamma di questi moduli VHF di potenza è costituita dai seguenti tipi:

BGY32 da 68 a 88 MHz,
BGY33 da 80 a 108 MHz,
BGY35 da 132 a 156 MHz,
BGY36 da 148 a 174 MHz.

Tutti questi moduli danno, se pilotati al massimo, una potenza di uscita minima pari a 18 W; in particolare, la massima potenza di pilotaggio per i moduli della banda *bassa* è 100 mW, quella per i moduli della banda *alta* è 150 mW.

Descrizione del circuito

La fig. 1 riporta il circuito-base del modulo. Le eventuali varianti vengono effettuate partendo da questo circuito-base. Come si vede, il modulo è costituito da un amplificatore a due stadi: lo stadio pilota lavora

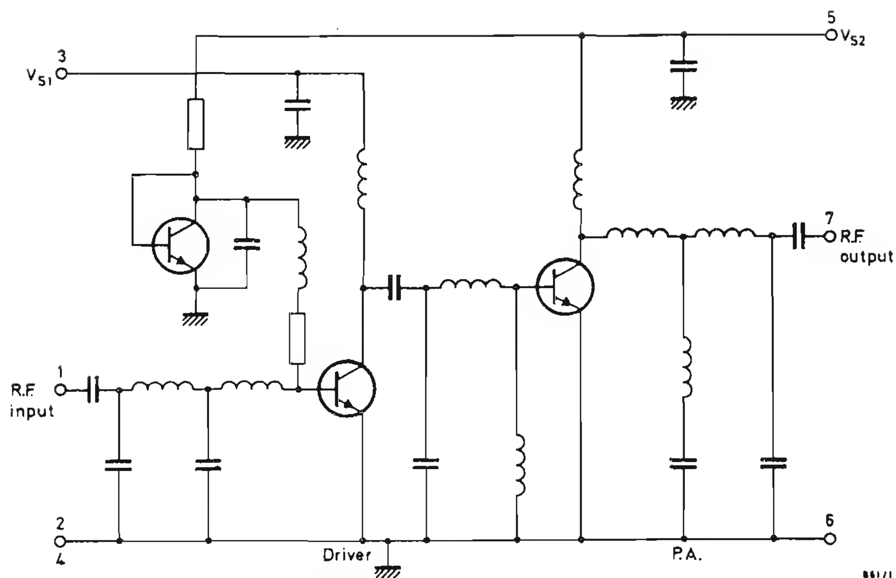
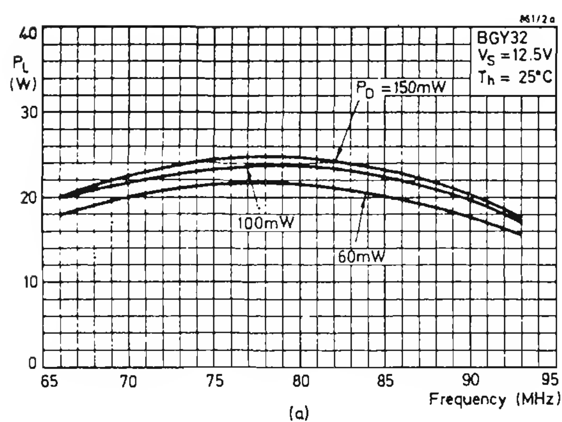
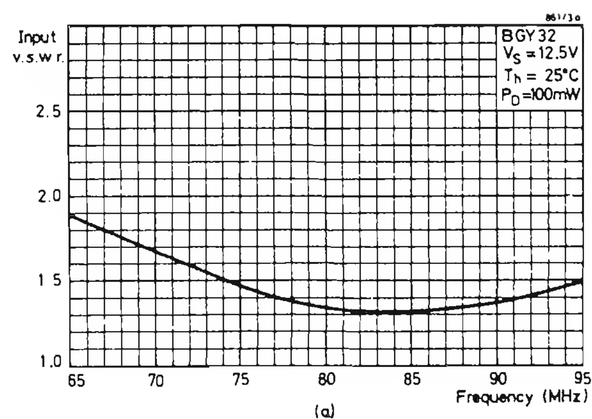


Fig. 1 - Circuito base del modulo VHF.





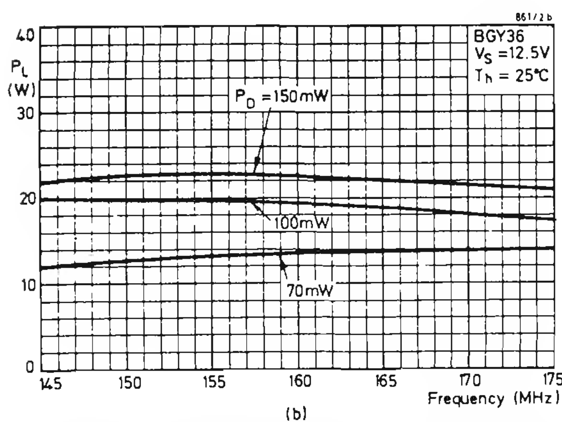


Fig. 2 - Potenza nel carico in funzione della frequenza di lavoro. (a) BGY 32 e (b) BGY 36.

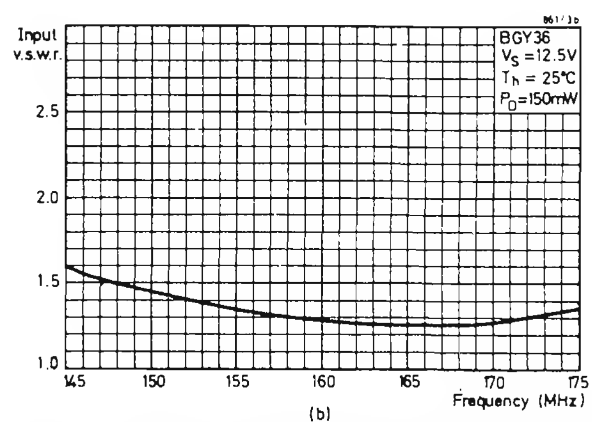


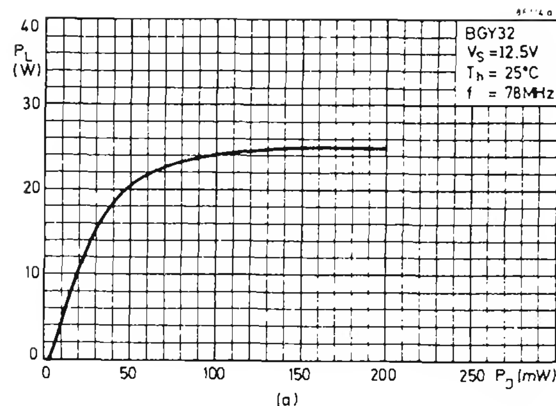
Fig. 3 - Tensione dell'onda stazionaria all'ingresso (v. s. w. r.) in funzione della frequenza di lavoro: (a) per il BGY 32 e (b) per il BGY 36.

in *classe AB*, quello finale in *classe B*. Il primo stadio lavora con una corrente di riposo (corrente di polarizzazione) di circa 12 mA; ciò allo scopo di rendere più « dolce » possibile la variazione della potenza di uscita in funzione della potenza d'ingresso, e mantenere nello stesso tempo, una impedenza d'ingresso più costante possibile anche in corrispondenza di livelli di pilotaggio molto bassi. La corrente di polarizzazione viene stabilizzata mediante un transistore (con solo chip) le cui caratteristiche corrispondono in tutto a quelle del transistore pilota. Ciò fa sì che il *punto di lavoro* del transistore pilota rimanga inalterato entro tutte le temperature nelle quali si troverà a lavorare il modulo.

Il circuito d'accoppiamento d'ingresso è costituito da un *filtro Chebychev* passa-basso a due stadi. Questo stesso circuito viene impiegato anche all'uscita del modulo, dove in più è presente una trappola destinata ad assorbire la seconda armonica delle frequenze di lavoro. L'accoppiamento interstadiale è costituito da una combinazione di reti passa-basso/passa-alto; questa configurazione consente di ottenere il massimo con un minimo di componenti.

Le tensioni di alimentazione dello stadio pilota e dello stadio finale fanno capo a due terminali separati: in particolare, V_{s1} (tensione di alimentazione dello stadio pilota) fa capo al terminale 3 mentre V_{s2} (tensione di alimentazione dello stadio finale) fa capo al terminale 5.

Questa differenziazione nella tensione di alimentazione dei due stadi consente di controllare la potenza di uscita del modulo la quale infatti può essere controllata variando solo la tensione di alimentazione V_{s1} dello stadio pilota.



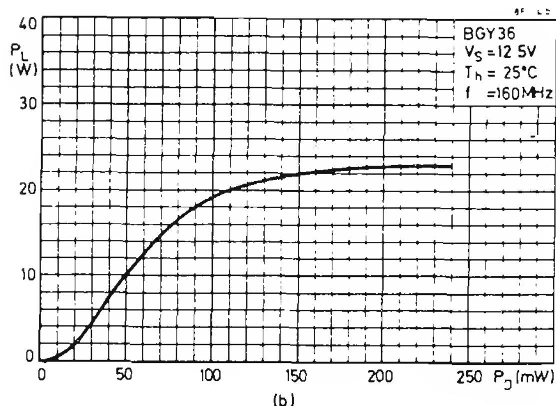


Fig. 4 - Potenza nel carico in funzione della potenza di pilotaggio per una frequenza fissa al centro della banda passante: (a) per il BGY 32 e (b) per il BGY 36.

Dati caratteristici dei moduli

Nella tabella 1 sono stati riportati i dati caratteristici principali. Dalla figura 2 alla figura 4 si possono osservare le curve tipiche di funzionamento dei moduli operanti nella banda bassa (BGY32) e quelli della banda *più elevata* (BGY36): in particolare, la fig. 2 riporta la variazione della potenza di uscita in funzione della frequenza; la figura 3 indica la variazione nelle onde stazionarie presenti all'ingresso (v.s.w.r.) in funzione della frequenza; la fig. 4 indica infine la variazione della potenza di uscita in funzione della potenza d'ingresso in corrispondenza di una frequenza fissa scelta al centro della banda amplificata. Tutte queste curve sono state tracciate per una temperatura di 25 °C del dissipatore di calore.

Il contenuto massimo di armoniche presenti all'uscita è —25 dB; in pratica però esso è molto più basso del suddetto valore. Infatti, a seconda della frequenza, esso oscilla da —35 a —50 dB per tutti i moduli.

TABELLA 1 - Dati caratteristici dei moduli

Tipo		BGY32	BGY33	BGY35	BGY36	
Funzionamento		FM	FM	FM	FM	
Campo di frequenza		da 68 a 88	da 80 a 108	da 232 a 156	da 148 a 174	MHz
Potenza di pilotaggio	nomin.	100	100	150	150	mW
Potenza di uscita	min.	18	18	18	18	W
	tipica	23	22	22	21	W
Tensione di alimentazione V_{s1} e V_{s2}	nomin.	12,5	12,5	12,5	12,5	V
Impedenza d'ingresso	nomin.	50	50	50	50	Ω
Impedenza del carico all'uscita	nom.	50	50	50	50	Ω
Temperatura del dissipatore (in condizioni di funzionamento)	max	90	90	90	90	°C
v.s.w.r. di ingresso	tipica	1.5:1	1.5:1	1.5:1	1.5:1	
Uscita armoniche	max	—25	—25	—25	—25	dB

Sistema di montaggio dei moduli

Per ottenere dai moduli le prestazioni riportate nella tabella 1 è necessario che vengano soddisfatte alcune condizioni riguardanti sia il dimensionamento dei *dissipatori di calore* sui quali devono essere montati i moduli, sia la natura dei *collegamenti* di uscita dei moduli alle altre parti del circuito.

Perciò che riguarda il *dissipatore di calore* è evidente che esso dovrà avere dimensioni adeguate alla dissipazione del modulo. A piena potenza, il modulo dissipa da 20 a 25 W; nel caso però di carico disadattato, la dissipazione può salire fino a 50 W e oltre.

Il dissipatore di calore sul quale deve essere montato il modulo deve avere una superficie liscia; i fori di montaggio non devono presentare sbavature, ed infine, per avere la più bassa impedenza termica possibile è opportuno spalmare sulla superficie del radiatore sulla quale verrà fissato il modulo normale grasso al silicone.

Per ciò che riguarda *i collegamenti* d'ingresso e di uscita del modulo è evidente che si devono rispettare le impedenze rispettivamente d'ingresso e di uscita che hanno il valore di 50 Ω: non sono quindi ammessi disadattamenti di impedenza. In proposito si deve tenere presente che in amplificatori analoghi realizzati con componenti discreti esiste sempre la possibilità di adattare, in sede di collaudo finale, mediante trimmer capacitivi per esempio, l'impedenza d'ingresso e di uscita dell'amplificatore con l'impedenza d'ingresso della sorgente o del carico rispettivamente. Nel caso dei nostri moduli ciò non è possibile perché non esiste alcuna possibilità di ritocco dell'impedenza d'ingresso e d'uscita del modulo stesso; per l'ingresso e l'uscita essa ha il valore esatto di 50 Ω. Si dovranno pertanto impiegare cavi con impendenza caratteristica di 50 Ω. I terminali di uscita del modulo possono essere tagliati fino a circa 2 mm.

Le *linee di trasmissione* necessarie al collegamento fra i terminali di uscita del modulo e il bocchettone del cavo di ingresso a 50 Ω devono ovviamente avere una impedenza di 50 Ω. Queste possono essere ricavate dal rame stesso del circuito integrato (strip-line). Un esempio di una siffatta linea di trasmissione si può vedere in fig. 5 nella quale è stata anche riportata parte del trasmettitore impiegante i moduli che descriveremo più avanti. Il circuito stampato deve essere di materiale con perdite più basse possibili (per esempio, in fibra epossidica in vetro). Il foglio di rame presente nella parte *opposta* a quella dove si trovano i componenti forma, come al solito, il *piano di massa*; in particolare se lo spessore del circuito stampato è 1,5 mm., la spaziatura tra le strisciette di rame che formano la linea di trasmissione da 50 Ω dovrà avere il valore di 2.5 mm.

Al posto delle strip-line possono essere usati all'ingresso e alla uscita del modulo anche cavi coassiali, naturalmente con impedenza caratteristica di 50 Ω (vedi fig. 6). In questo caso occorre porre la massima attenzione affinché il terminale del cavo sia collegato più vicino possibile ai terminali di uscita o di ingresso del modulo.

Tensioni di alimentazione dei moduli

La tensione di alimentazione nominale dei moduli è 12 V in quanto, come già accennato, i moduli sono stati progettati principalmente per essere impiegati in trasmettitori di apparecchiature mobili, e cioè, montati su veicoli alimentati con batteria a 12 V.

All'interno del modulo è già previsto un circuito di disaccoppiamento; è comunque raccomandato anche un disaccoppiamento *esterno* come appunto riportato in fig. 7. I condensatori aggiuntivi di disaccoppiamento consentono di avere stabilità di funzionamento anche a bassi livelli di pilotaggio e con ca-

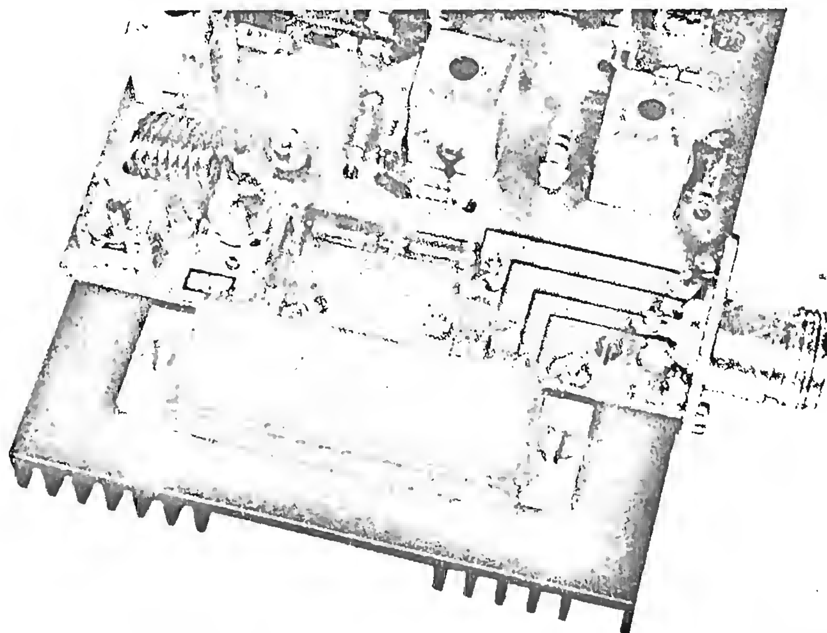


Fig. 5 - Fotografia di una parte del trasmettitore impiegante il modulo BGY 32 che indica come possono essere effettuate sul rame del circuito stampato le linee di trasmissione (strip-line) che collegano i terminali di uscita del modulo con il bocchettone di ingresso del cavo.

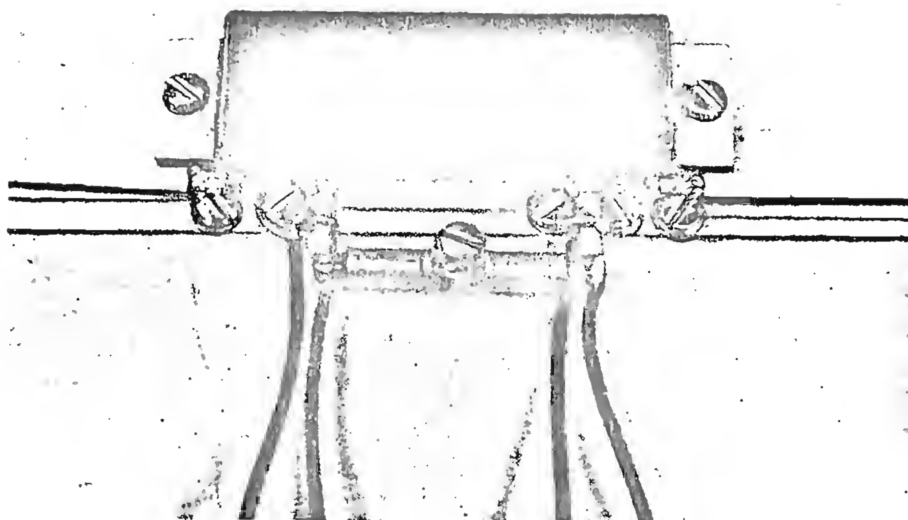


Fig. 6 - Modulo nel quale le linee di trasmissione di ingresso e di uscita sono costituite da cavi coassiali da 50 Ω.

richi disaddattati. Ad ogni modo, la massima tensione di alimentazione del modulo è 15 V, dato che non è detto che la tensione della batteria abbia *sempre* il valore nominale di 12 V. Se però un modulo dovesse lavorare con una tensione ancora superiore, bisognerebbe adottare opportuni circuiti limitatori di tensione. In fig. 8 abbiamo riportato due possibili circuiti *limitatori di tensione*. Il *circuito a* con 3 A di corrente o il *circuito b* con 5 A vanno impiegati a seconda dell'assorbimento del modulo in una particolare applicazione. Il valore della corrente del *circuito a* può essere portato a 4 A impiegando al posto di TR1 il transistore BD434 e riducendo il resistore R3 al valore di 120 Ω. Si deve inoltre tener presente che, oltre la corrente assorbita dal modulo, il circuito da 3 A assorbe *di per sé* altri 0,1 A dall'alimentazione, e analogamente il circuito da 5 A assorbe altri 0,5 A.

La tensione limitata presente all'uscita dei suddetti circuiti è determinata dai diodi regolatori di tensione rispettivamente D1 e D2: essa può essere alterata sostituendo i suddetti componenti in base all'equazione

$$V_{Limit} = V_z + 0.7,$$

nella quale V_{Limit} è la tensione limitata d'uscita mentre V_z è la *tensione di breakdown* di D1 e di D2. Le curve di funzionamento di questi due circuiti si possono vedere il fig. 9.

Nei circuiti riportati in fig. 8 l'effetto limitatore di corrente può essere ulteriormente facilitato ponendo al posto del resistore R2 i componenti R7, D3 e D4 come appunto riportato in fig. 10.

In definitiva, la limitazione della corrente tende a ridurre la dissipazione del modulo, e di conseguenza, le dimensioni del dissipatore di calore in condizioni di forti disaddattamenti del carico.

Nel caso del circuito di fig. 10, la corrente limitata di uscita I_{Limit} è determinata dal valore del resistore R7 posto in serie all'emettitore del transistore di controllo TR1. Nella tabella 2 abbiamo riportato i valori approssimati di R7 per alcuni livelli di limitazione di corrente.

Tabella 2 - Suggerimenti per la scelta del resistore R7

R7	I_{limit}
(Ω)	(A)
0.70	1
0.35	2
0.23	3
0.18	4
0.14	5

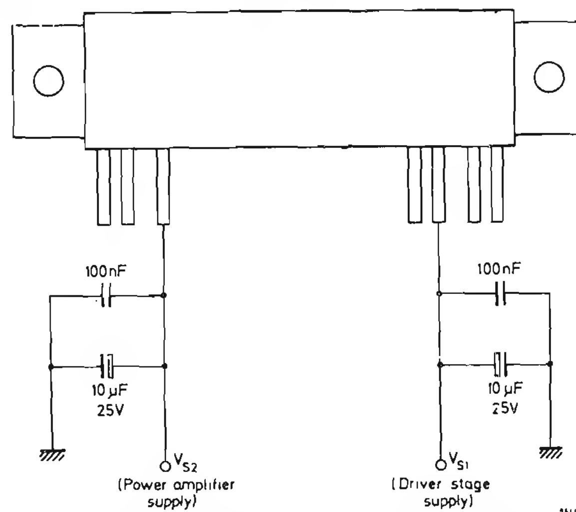
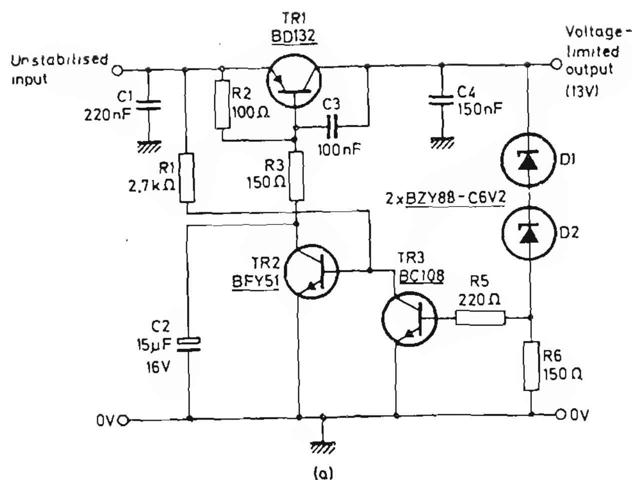


Fig. 7 - Circuito raccomandato per il disaccoppiamento delle tensioni di alimentazione rispettivamente V_{s1} per lo stadio pilota e V_{s2} per l'amplificatore di potenza.



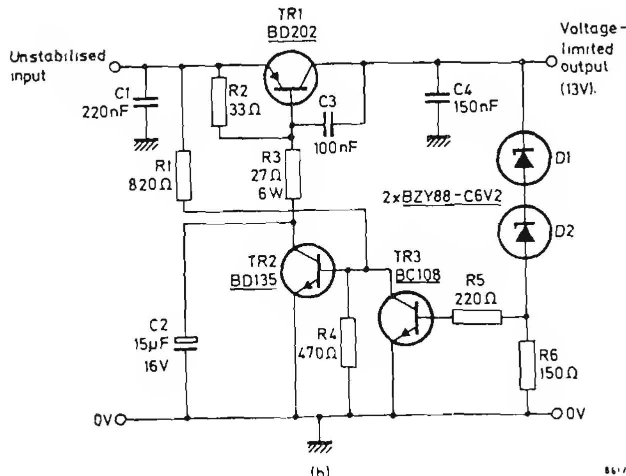
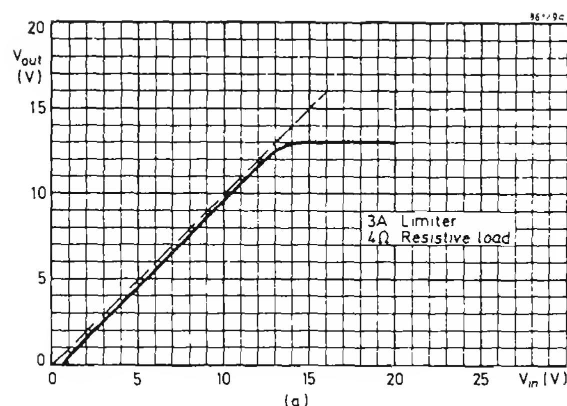


Fig. 8 - Circuiti per la limitazione della tensione; in (a) per una corrente di 3 A; in (b) per una corrente di 5 A.



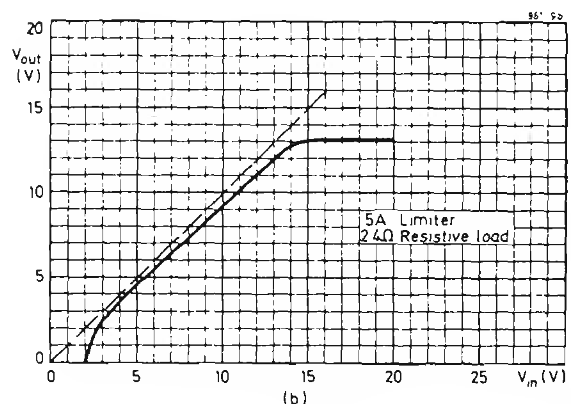


Fig. 9 - Grafici indicanti il comportamento del circuito limitatore di tensione: (a) per il circuito da 3 A; (b) per il circuito da 5 A.

Controllo della potenza di uscita del modulo

Questi moduli sono stati realizzati in maniera da dare la massima potenza di uscita (> 18 W) qualora vengano alimentati con tensione di 12,5 V e pilotati con una potenza di 100 mW (banda bassa) e di 130 mW (banda alta). Per ottenere livelli di potenza di uscita *più bassi* si può ridurre sia la potenza di pilotaggio sia la tensione di alimentazione del modulo.

Ciò che succede quando si cerca di ridurre la *potenza di pilotaggio* l'abbiamo visto nelle figure 2 e 4. Ciò che invece succede quando si riduce *la tensione di alimentazione* del modulo è riportato in fig. 11 per il modulo BGY32, e in fig. 12 per il modulo BGY36. Si tenga presente che per ridurre la potenza di uscita si può ridurre contemporaneamente la tensione di alimentazione dello stadio pilota (V_{s1}) e la tensione di alimentazione dello stadio finale (V_{s2}), oppure, come già accennato, si può ridurre soltanto la tensione V_{s1} mantenendo inalterata V_{s2}.

Pilotaggio dei moduli

L'oscillatore, il modulatore, l'unità di pilotaggio di un trasmettitore impiegante i moduli descritti seguono in tutto le regole di progetto normali. La cosa essenziale in questo caso è che il segnale di pilotaggio applicato al modulo sia più « pulito » possibile, abbia cioè un basso contenuto di segnali spurii. Infatti, trattandosi di moduli amplificatori di segnali VHF a larga banda è evidente che perverrebbero in antenna anche i segnali spurii eventualmente presenti nel segnale di pilotaggio.

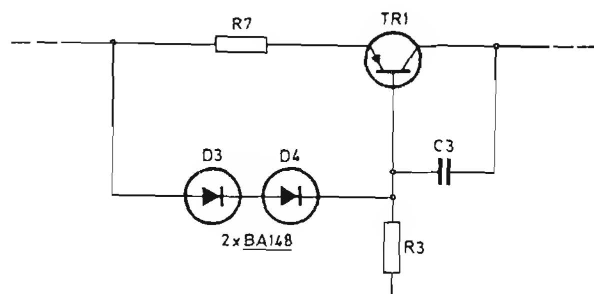


Fig. 10 - Variante da apportare ai circuiti limitatori di tensione di fig. 8 per ottenere una limitazione della corrente di uscita.

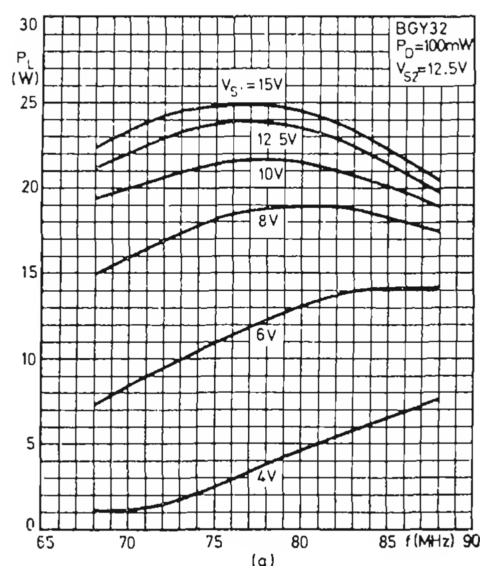
Per esempio, se viene usato un normale oscillatore a cristallo seguito da stadi moltiplicatori di frequenza, è possibile ottenere una ottima reiezione di segnali spurii impiegando tra uno stadio e l'altro, *circuiti a doppio accordo*. In questo caso, la massima reiezione si ottiene quando questi circuiti, caricati normalmente, presentano un Q elevato.

Questo sistema è indicato nello schema a blocchi (a) di fig 13; sempre nella stessa figura, in (b) è riportato un sistema che presenta anch'esso un segnale di pilotaggio pulito all'ingresso del modulo finale; rispetto al precedente sistema, il b) consente di eliminare i circuiti interstadiali a doppio accordo.

Esempio di impiego dei moduli BGY32 e BGY36 in due trasmettitori completi

Questi trasmettitori sono riportati rispettivamente nelle figure 14 e 15. Il progetto, come si vede, segue linee convenzionali. Entrambi sono in grado di fornire all'uscita bassi livelli di segnali spurii, in particolare, —65 dB rispetto alla frequenza portante, ad eccezione della seconda e della terza armonica che possono essere soppresse da un filtro passa-basso sistemato all'uscita del modulo.

Nelle fig. 14 e 15, un oscillatore a cristallo è seguito da un modulatore di fase e da una catena di



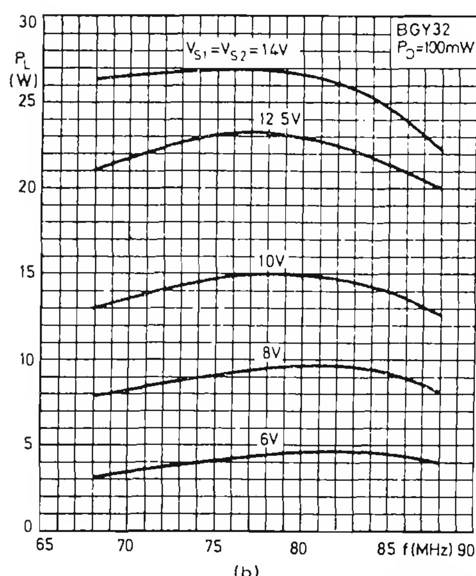
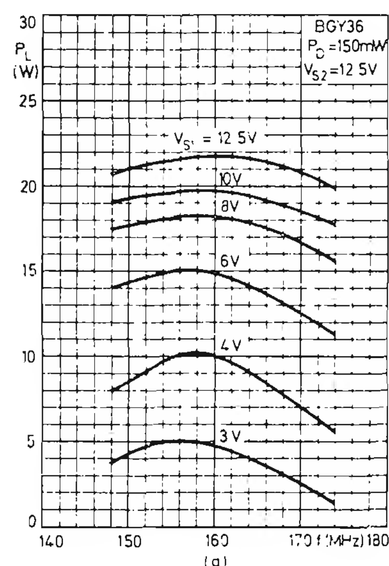


Fig. 11 - Potenza nel carico in funzione della frequenza di lavoro (BGY 32); (a) con V_{s1} variabile; (b) con V_{s1} e V_{s2} variabili.



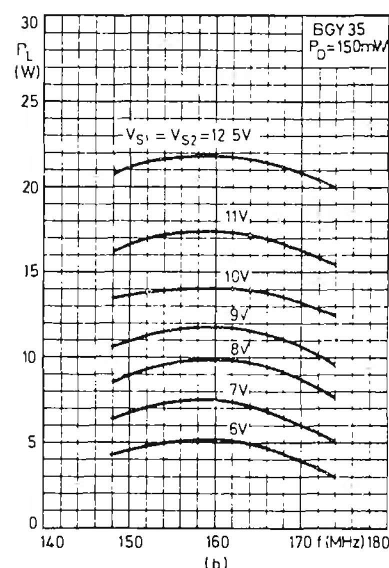


Fig. 12 - Potenza nel carico in funzione della frequenza di lavoro (BGY 36); (a) con V_{s1} variabile; (b) con V_{s1} e V_{s2} variabili.

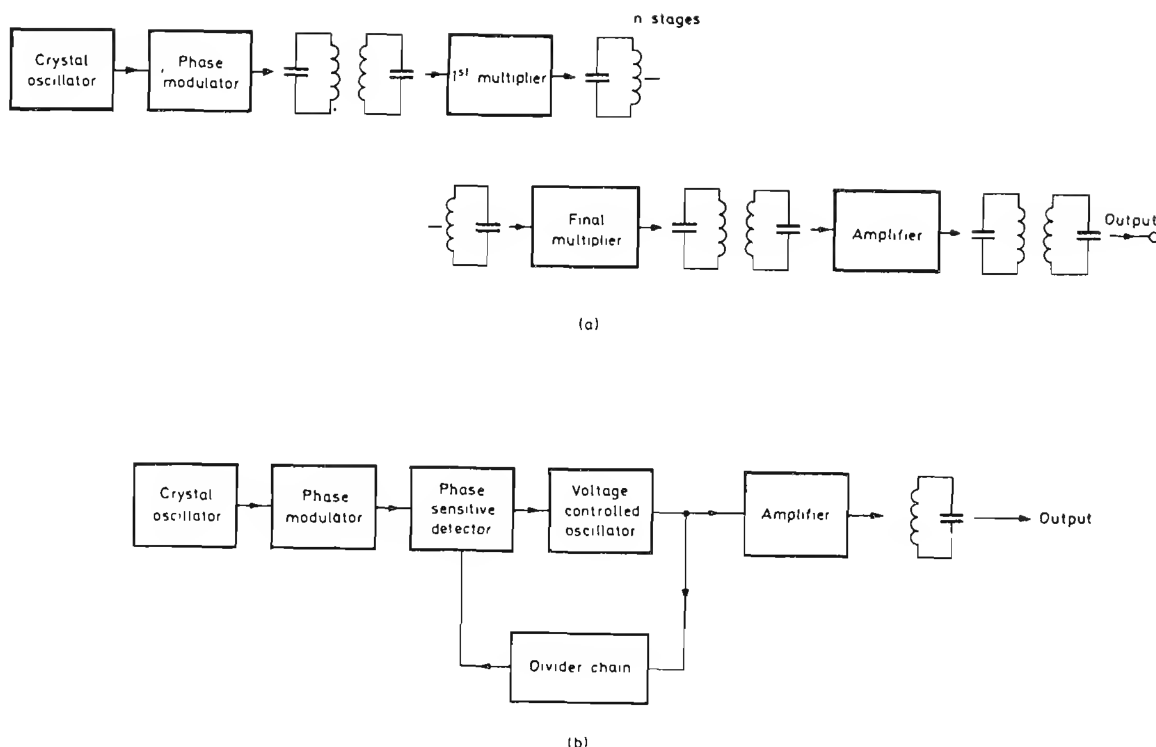


Fig. 13 - Schema a blocchi indicante alcuni possibili sistemi di pilotaggio del trasmettitore; (a) mediante un sistema oscillatore a cristallo/moltiplicatore; (b) mediante un divisore con anello di fase chiuso.

moltiplicatori ×12. La moltiplicazione è realizzata in tre stadi: ×3, ×2, ×2.

Tra i vari stadi vengono impiegati circuiti a doppio accordo. La moltiplicazione ×12 è del tutto sufficiente a realizzare una deviazione di 7 kHz nella frequenza finale. La potenza di uscita R.F. dell'amplificatore finale è 130 mW per il trasmettitore *da 84 MHz* e 180 mW per il trasmettitore *da 168 MHz*. Il circuito stampato per questo trasmettitore è riportato in figura 16, mentre in fig. 17 si può vedere il circuito stampato con indicata la disposizione dei componenti.

Facciamo presente che si tratta di un prototipo e quindi non si è tenuto conto di eventuali possibili miniaturizzazioni che in realtà sarebbero necessarie trattandosi di apparecchiature da montare su autoveicoli.

In fig. 18 si vede il trasmettitore completo, con il modulo montato sul suo dissipatore di calore. A parte abbiamo riportato il valore dei componenti per la realizzazione di questo trasmettitore. Il circuito stampato è in fibra di vetro epossidica e rivestito in rame da entrambi i lati; lo spessore del rame è di 300g./m². I fori indicati con « R » in fig. 17 indicano le connessioni che si debbono fare tra la parte *superiore* e la parte *inferiore* della piastra a circuito stampato. Il transistore duplicatore finale TR4 sarà bene munirlo di un radiatore di quelli del tipo ad innesto.

Componenti per la realizzazione dei trasmettitori riportati nelle figure 14 e 15.

Bobine

Fig. 14

L1	*43 spire di filo di rame smaltato da 0,16 mm con presa alla terza spira*
L2	*70 spire di filo di rame smaltato da 0,16 mm*
L3	*22 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm*
L4	*22 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm*
L5	*8 spire di filo di rame smaltato da 0,45 mm*
L6	*8 spire di filo di rame smaltato da 0,45 mm*
L7	*5 spire di filo di rame smaltato da 0,45 mm*
L8	*8 spire di filo di rame smaltato da 1 mm; diametro interno 8,2 mm; lunghezza 12 mm*
L9...L13	*3 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm su perlina in ferrite.*

Fig. 15

L1	*30 spire di filo di rame smaltato da 0,14 mm*
L2	*34 spire di filo di rame smaltato da 0,16 mm*
L3	*15 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm*
L4	*15 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm*
L5	*4 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm*
L6	*4 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm*
L7	*3 spire di filo di rame smaltato da 1 mm*
L8	*3 spire di filo di rame smaltato da 1 mm; diametro interno 6,2 mm; lunghezza 5 mm*
L9 ... L13	*3 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm su perlina in ferrite.*
L1 ... L7	*sono avvolte serrate su supporti da 4 mm (Neosid); nuclei poliferro, schermi normali.*

(l'elenco continua dopo la fig. 18)

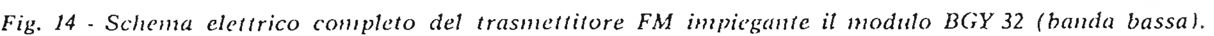


Fig. 14 - Schema elettrico completo del trasmettitore FM impiegante il modulo BGY 32 (banda bassa).

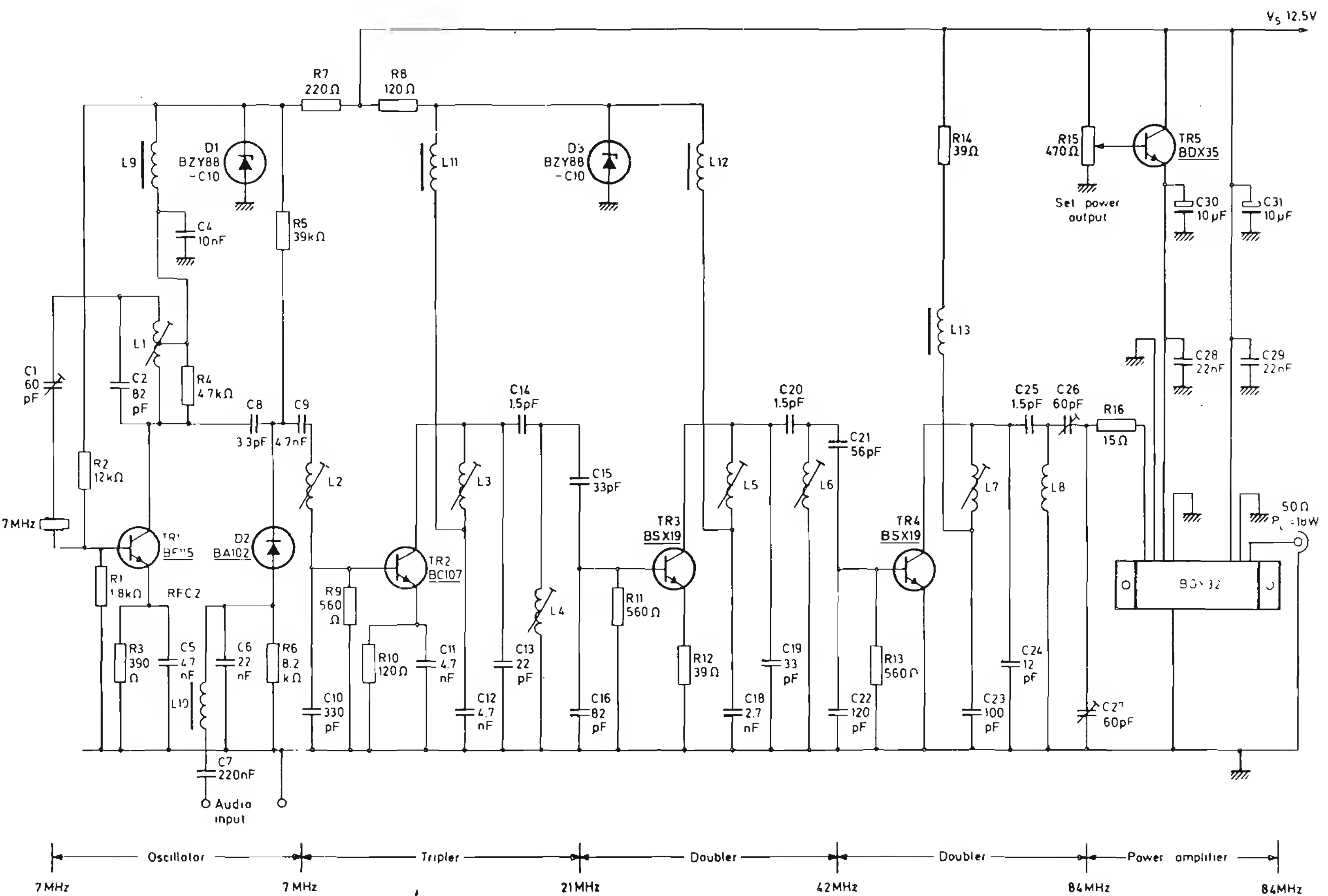


Fig. 14 - Schema elettrico completo del trasmettitore FM impiegante il modulo BGY 32 (banda bassa).

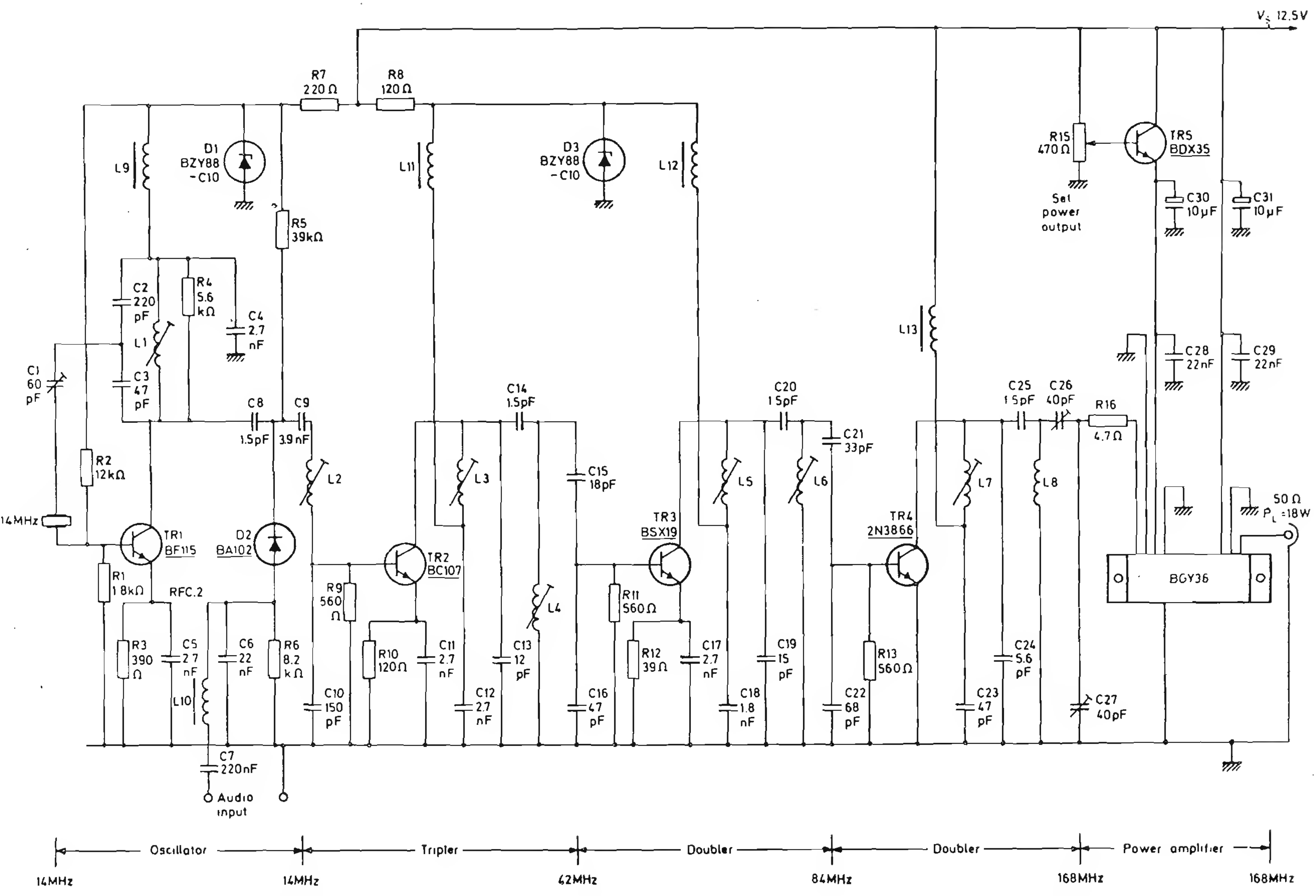


Fig. 15 - Schema elettrico completo del trasmettitore FM impiegante il modulo BGY 36 (banda alta).

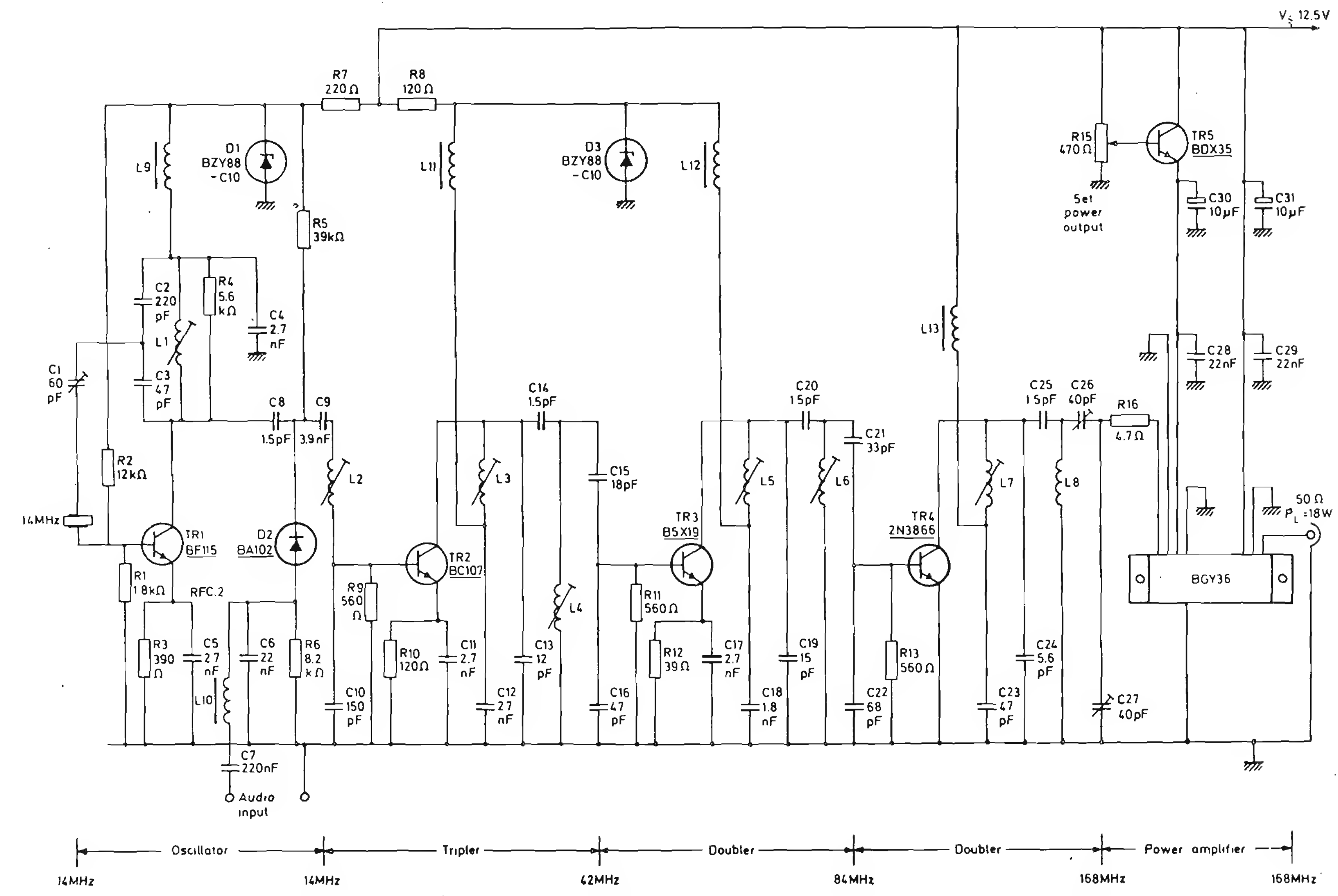
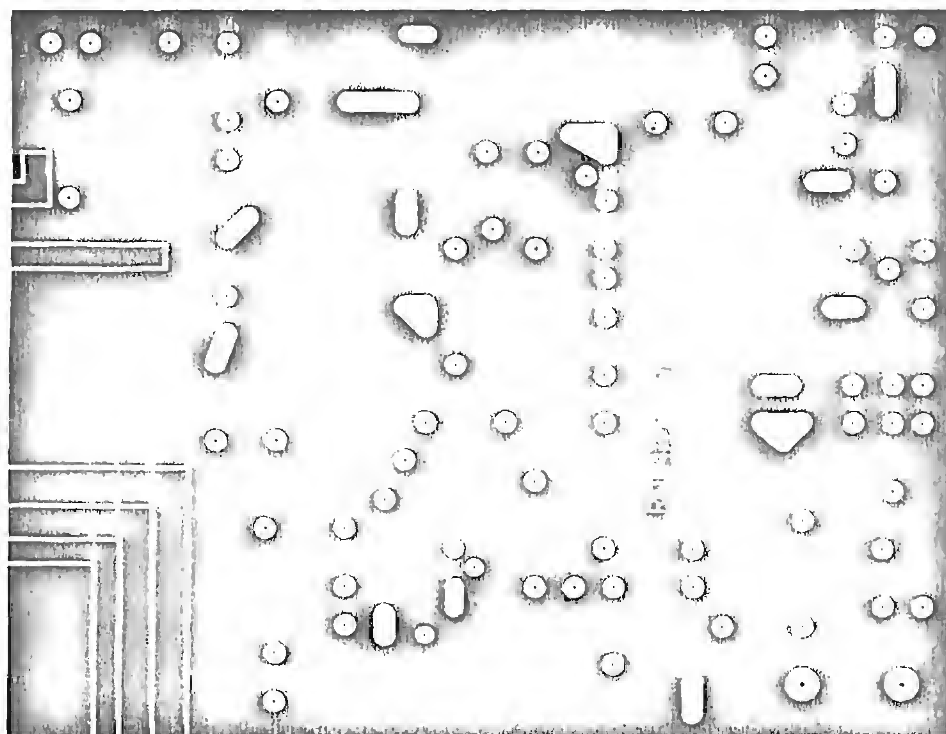
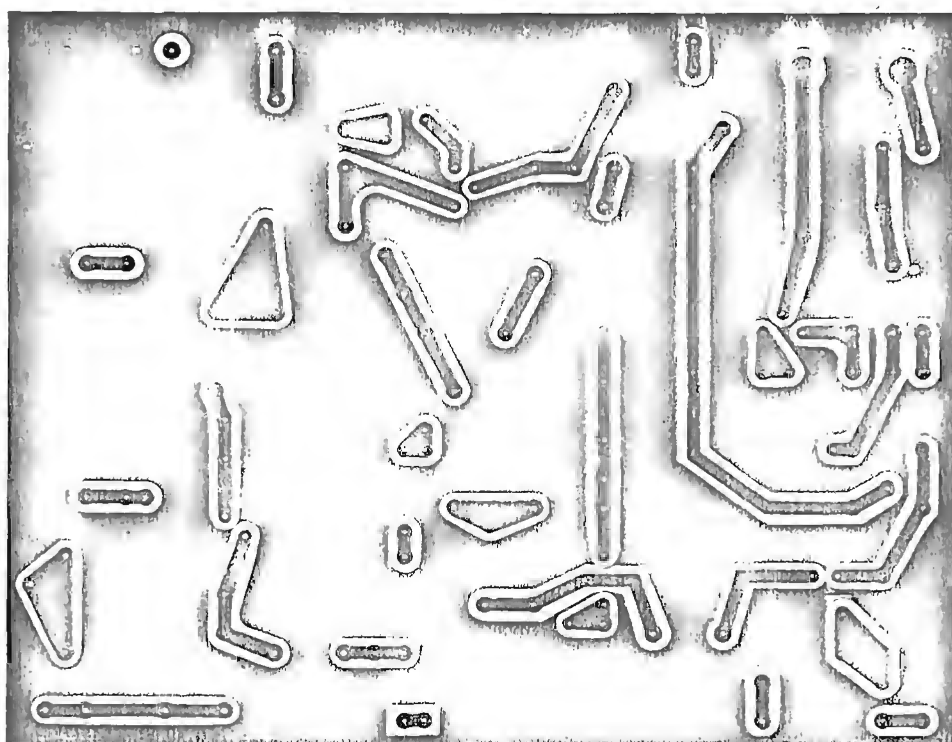


Fig. 15 - Schema elettrico completo del trasmettitore FM impiegante il modulo BGY 36 (banda alta).

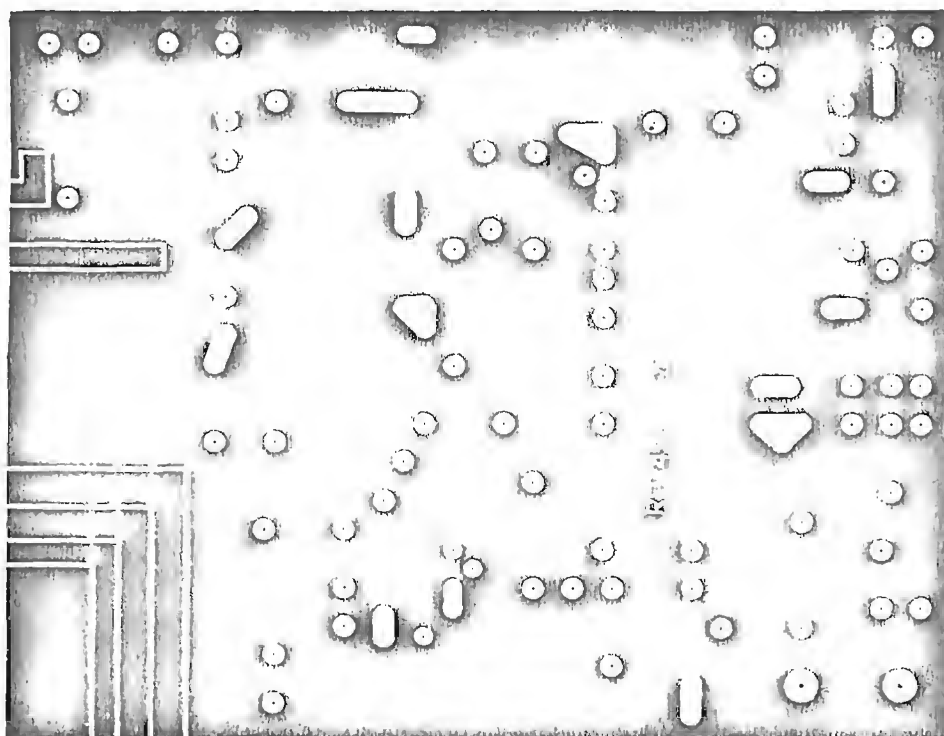


(a)

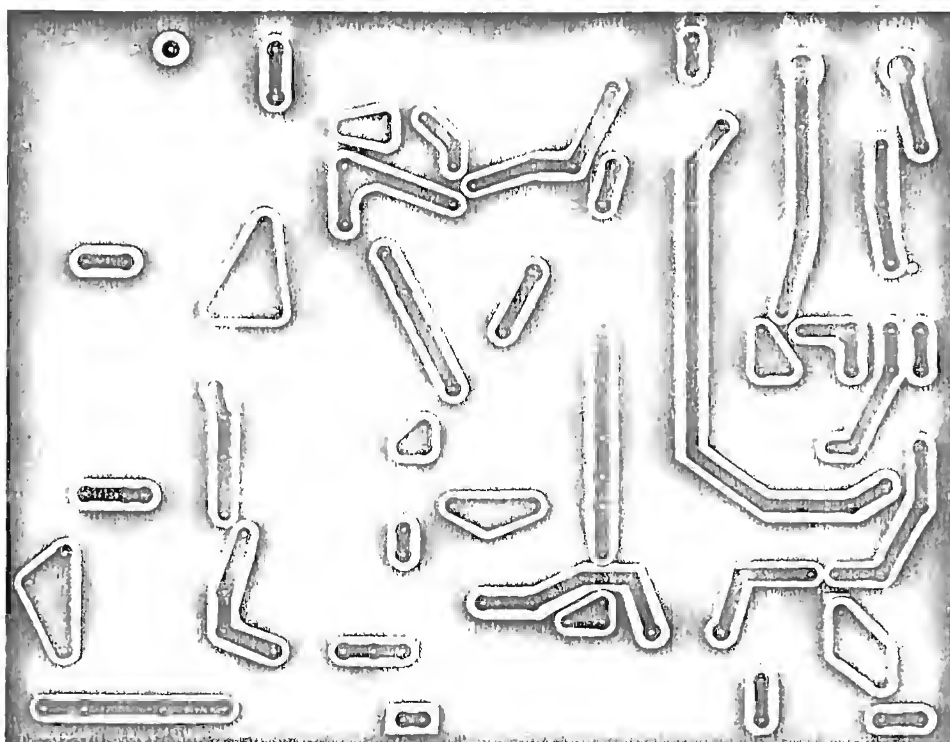


(b)

Fig. 16 - Configurazione del circuito stampato per il circuito di pilotaggio del modulo; in (a) visto dalla parte dei componenti, e in (b) visto dalla parte opposta (dimensioni 1:1).



(a)



(b)

Fig. 16 - Configurazione del circuito stampato per il circuito di pilotaggio del modulo; in (a) visto dalla parte dei componenti, e in (b) visto dalla parte opposta (dimensioni 1:1).

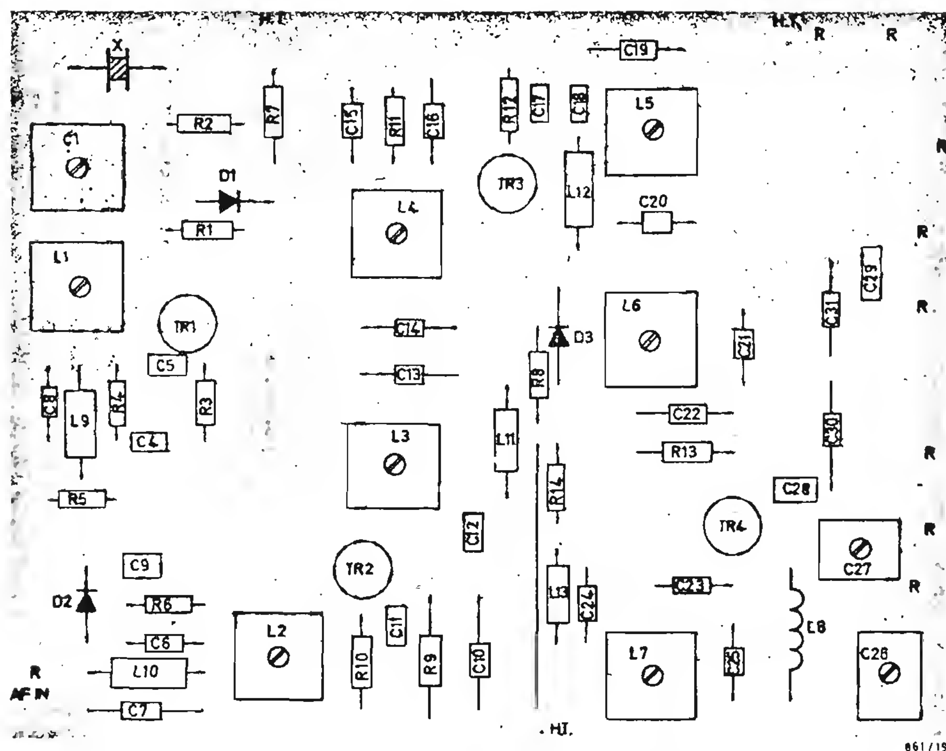


Fig. 17 - Circuito stampato con indicata la disposizione dei componenti.

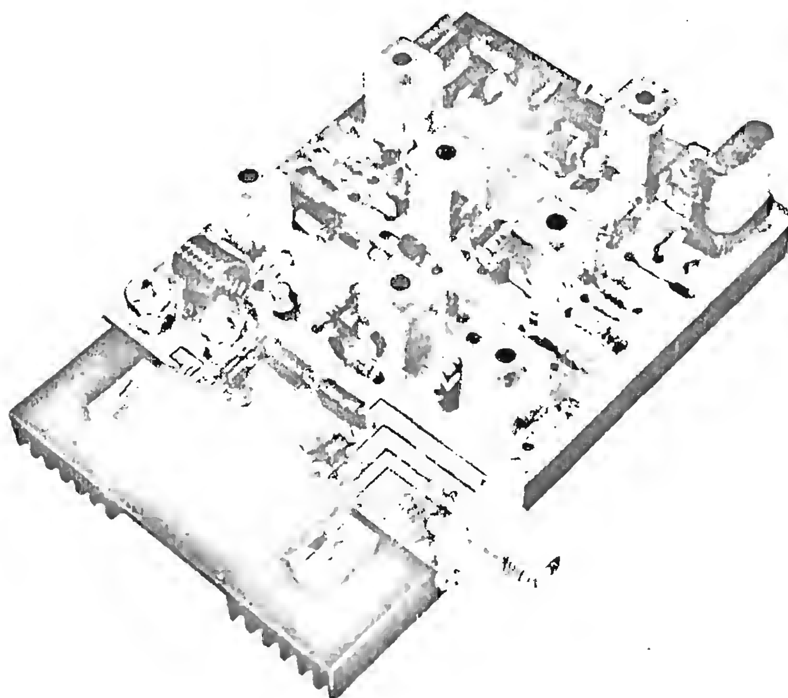


Fig. 18 - Trasmettitore FM completo impiegante il modulo BGY 32.

Resistori	Fig. 14	Fig. 15
R1	1.8 kΩ	1.8 kΩ
R2	12 kΩ	12 kΩ
R3	390 Ω	390 Ω
R4*	4.7 kΩ	5.6 kΩ
R5	39 kΩ	39 kΩ
R6	8.2 kΩ	8.2 kΩ
R7	220 Ω	220 Ω
R8	120 Ω	120 Ω
R9	560 Ω	560 Ω
R10	120 Ω	120 Ω
R11	560 Ω	560 Ω
R12	39 Ω	39 Ω
R13	560 Ω	560 Ω
R14	39 Ω	—
R15	470 Ω	470 Ω
R16	15 Ω	4.7 Ω

Tutti i resistori ad eccezione di R15 sono della serie CR 25 Philips Elcoma con tolleranza ± 5%.

*Nota: * Può richiedere un leggero ritocco a seconda dell'attività del cristallo.*

Condensatori	Fig. 14	Fig. 15
C1	57 pF (A)*	57 pF (A)
C	82 pF (F)	220 pF (F)
C3	—	47 pF (F)
C4	10 nF (C)	2.7 nF (B)
C5	4.7 nF (B)	2.7 nF (B)
C6	22 nF (D	22 nF (D)
C7	220 pF (D)	220 nF (D)
C8	3.3 pF (E	1.5 pF (E)
C9	4.7 nF (B	3.9 nF (B)
C10	330 pF (F)	150 pF (F)
C11	4.7 nF (B)	2.7 nF (B)
C12	4.3 nF (B)	2.7 nF (B)
C13	22 pF (F)	12 pF (F)
C14	1.5 pF (E)	1.5 pF (E)
C15	23 pF (F)	18 pF (F)
C16	82 pF (F)	47 pF (F)
C17	—	2.7 nF (B)
C18	2.7 nF (B)	1.8 nF (B)
C19	33 pF (F)	15 pF (F)
C20	1.5 pF (E)	1.5 pF (E)
C21	56 pF (F)	33 pF (F)
C22	120 pF (F)	68 pF (F)
C23	100 pF (F)	47 pF (F)
C24	12 pF (F)	5.6 pF (F)
C25	1.5 pF (E)	1.5 pF (E)
C26	57 pF (A)	40 pF (A)
C27	57 pF (A)	40 pF (A)
C28	22 nF (C)	22 nF (C)
C29	22 nF (C)	22 nF (C)
C30	10 µF 25 V (G)	10 µF 25 V (G)
C31	10 µF 25 V (G)	10 µF 25 V (G)

** Tipi di condensatori impiegati:*
A) trimmer dielettrico a film, serie 80908
B) ceramico a placchetta, serie 630
C) ceramico a placchetta, serie 629
D) a film metallizzato, serie C280
E) ceramico tubolare. In alternativa, ceramico a placchetta, serie 638
F) Polistirene; in alternativa, ceramico a placchetta, serie 632
G) Elettrolitico serie 015.

Transistori	fig. 14	fig. 15
TR1	BF 115	BF 115
TR2	BC 107	BC 107
TR3	BSX 19	BSX 19
TR4	BSX 19	2N3 866
TR5	BDX 35	BDX 35
Diodi		
D1	BZX 88 - C 10	CZY 88 - C10
D2	BA 102	BA 102
D3	BZY 88 - C10	BZY - C10

Funzionamento AM

Abbiamo visto che questi moduli VHF a larga banda di potenza sono stati progettati principalmente per funzionare in FM; si è visto però che possono dare ottimi risultati anche in AM.

Esistono due semplici sistemi per *modulare in ampiezza* l'uscita del modulo:
1) modulare V_{s1} mentre V_{s2} rimane fissa;
2) modulare contemporaneamente V_{s1} e V_{s2}.

Ricordiamo che V_{s1} e V_{s2} sono rispettivamente le tensioni di alimentazione dello stadio pilota e dello stadio finale del modulo.

La fig. 19 indica cosa succede quando si modulano contemporaneamente le tensioni V_{s1} e V_{s2}, mentre la fig. 20 indica cosa succede quando si modula soltanto V_{s1}; queste curve valgono per il modulo BGY32. In fig. 21 i suddetti sistemi di modulazione valgono per il modulo BGY36. In ciascun grafico è stata riportata una curva *teorica* di modulazione AM, e questo per rendersi conto di come funzionano i moduli quando lavorano in AM (si tenga presente che una modulazione perfetta è definita dall'equazione $P_l = kV^2_{mod}$).

Dalle suddette curve è facile rendersi conto come le migliori prestazioni e la minore distorsione si ottengono quando, per modulare in AM, si modulano contemporaneamente le tensioni di alimentazione V_{s1} e V_{s2}.

In fig. 22 abbiamo riportato un circuito modula-

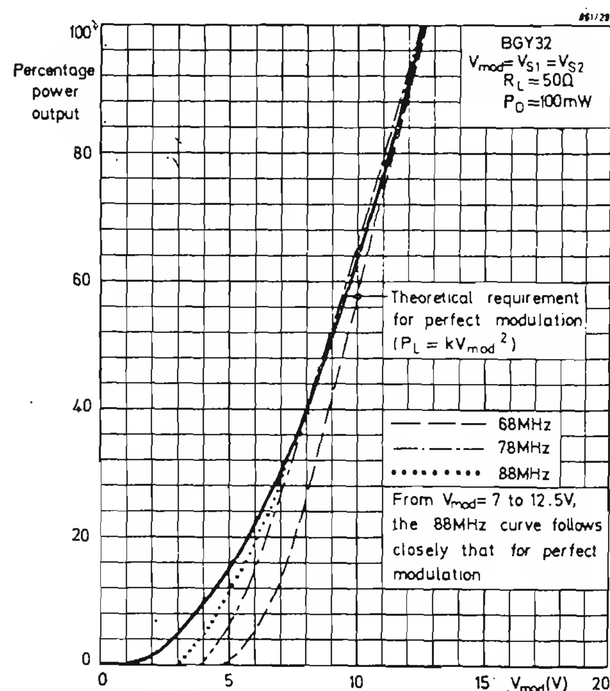


Fig. 19 - Caratteristiche del modulo BGY 32 in funzionamento AM (modulazione contemporanea delle tensioni V_{s1} e V_{s2}).

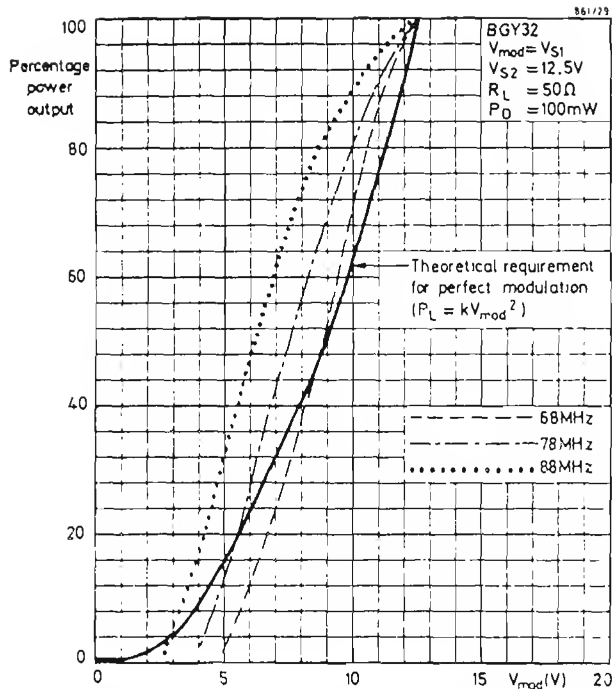


Fig. 20 - Caratteristiche del modulo BGY 32 in funzionamento AM (modulazione della sola tensione V_{s1}).

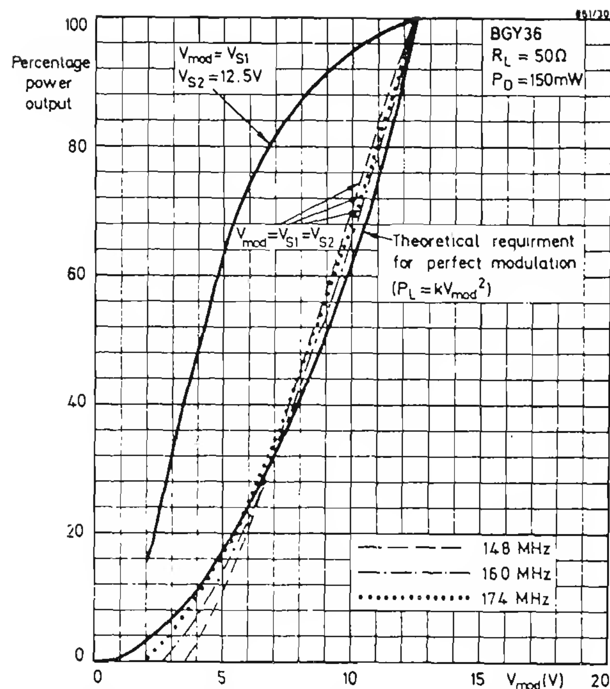


Fig. 21 - Caratteristiche del modulo BGY 36 in funzionamento AM.

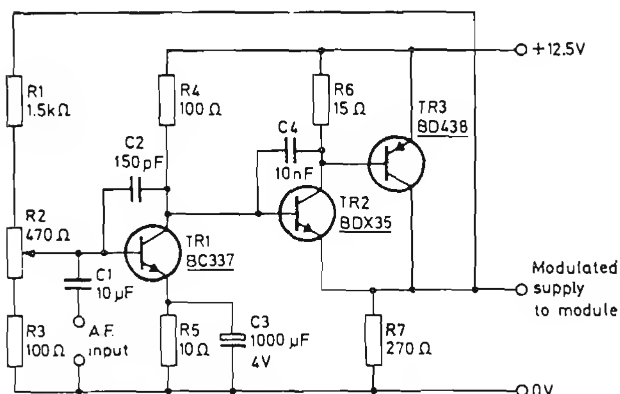


Fig. 22 - Esempio di modulatore di ampiezza per i moduli VHF descritti.

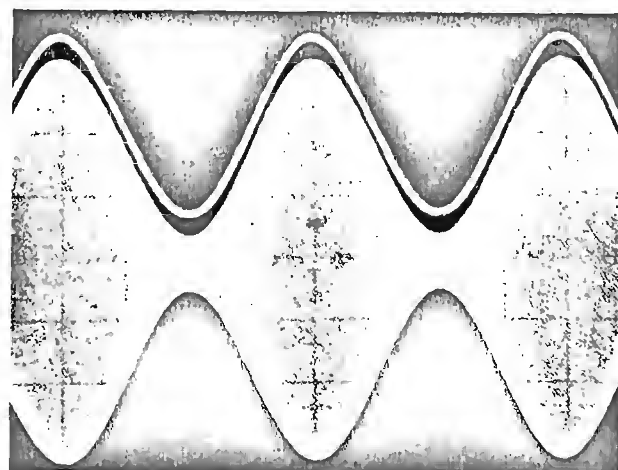


Fig. 23 - Forma d'onda dell'ingresso audio (in alto) e forma d'onda della tensione di uscita R.F. del modulo (in basso).

tore-serie adatto per la modulazione delle tensioni V_{s1} e V_{s2}. Il potenziometro R2 da 470 Ω serve a regolare la tensione di uscita in condizioni di modulazione zero: esso deve essere regolato in maniera che, in assenza di frequenza audio all'ingresso, la tensione di uscita corrisponda a metà tensione di alimentazione del modulo, (vale a dire a 6,25 V nominali).

La fig. 23 riporta una tipica forma d'onda dell'uscita AM del modulo (BGY36) unitamente alla forma d'onda all'ingresso del modulatore; la *profondità di modulazione* è dell'80%. La distorsione prodotta dal modulatore con una profondità di modulazione dell'80%, è del 2% (valore tipico).

Da entrambi i moduli è possibile ottenere una potenza d'uscita in portante con valore di 5 W, e distorsione compresa tra il 3 e l'8%, e profondità di modulazione dell'80%. Il modulo BGY36 dà meno distorsione del BGY32; questa inoltre tende a diminuire via via che aumenta la potenza di pilotaggio (da 150 a 250 mW).

Ovviamente, è possibile ottenere da entrambi i moduli funzionanti sia in FM che in AM una maggiore potenza di uscita qualora venga aggiunto ad essi un altro amplificatore.

P. T. Hart
(Mullard Central Application Laboratory)

Due amplificatori VHF di potenza a larga banda da impiegare con i moduli BGY 32...BGY 36

– Banda 68 - 88 MHz, potenza d'uscita 50 W
– Banda 148 - 174 MHz, potenza d'uscita 45 W

La potenza di uscita dei moduli VHF a larga banda di potenza BGY 32 . . . BGY 36 (potenza di uscita ~ 18 W) può essere incrementata con l'aggiunta di opportuni amplificatori descritti in questo articolo.

La potenza di uscita dei moduli VHF a larga banda BGY32... BGY36 può essere portata da 18 W a 45/50 W circa mediante aggiunta di adatti amplificatori a larga banda che qui di seguito descriveremo.

L'impiego delle « tecniche a larga banda » introdotte per la realizzazione di questi amplificatori di potenza aggiuntivi elimina la necessità di riaccordare i trasmettitori sulle bande della frequenza di lavoro dei rispettivi moduli.

L'amplificatore di potenza da collegare all'uscita del modulo *BGY32* impiega il transistore *BLY90*; in questa maniera è possibile ottenere una potenza di uscita RF di 50 W entro la banda di frequenze compresa tra 68 e 88 MHz. L'amplificatore a larga banda di potenza da collegare all'uscita del modulo *BGY 36* impiega il transistore *BLW60* il quale consente di ottenere una potenza di uscita RF di 45 W entro la banda di frequenze compresa tra 148 e 174 MHz. In entrambi i casi, il relativo modulo VHF lavora con potenza di uscita ridotta; ciò si ottiene riducendo la tensione di alimentazione dello stadio pilota del modulo (e cioè V_{s1}). (Vedi precedente articolo: *Amplificatori modulari di potenza a larga banda per trasmettitori VHF*).

Lo schema base per entrambi gli amplificatori è riportato in fig. 1. Si tratta di un amplificatore a stadio singolo il quale per ottenere la larghezza di banda richiesta impiega all'ingresso e all'uscita dello stadio

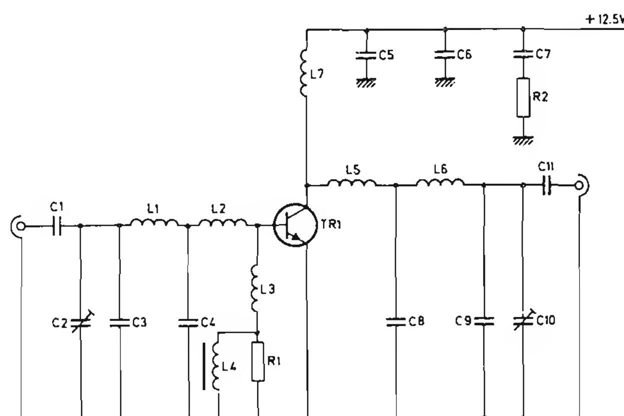


Fig. 1 - Circuito-base per i due amplificatori di potenza da collegare all'uscita dei moduli BGY 32, BGY 36.

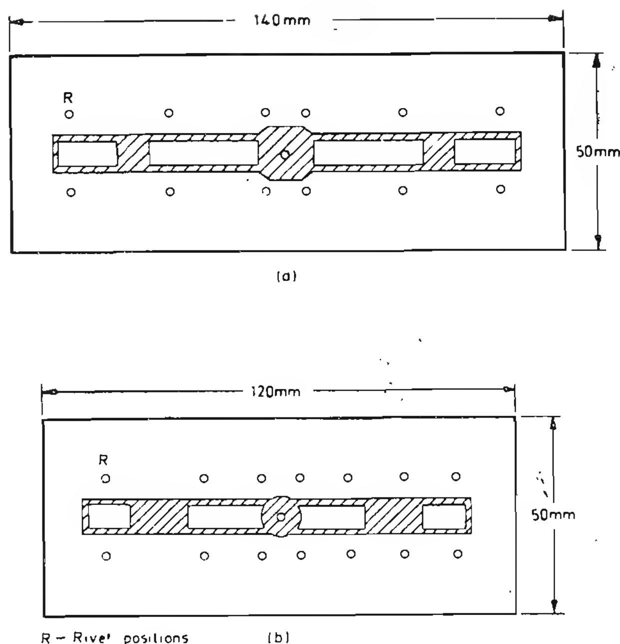


Fig. 2 - Dimensioni d'ingombro e strutturazione del rame per l'amplificatore di potenza per la banda bassa in (a) e per la banda alta in (b). Le zone in tratteggio sono quelle nelle quali è stato asportato il rame.

un filtro passa-basso (trasformatore di impedenza) del tipo *Chebychev*.

Le impedenze rispettivamente d'ingresso e di uscita dell'amplificatore hanno il valore di 50 Ω. La conoscenza del valore delle impedenze di ingresso e di uscita (carico) del transistore è assolutamente necessaria per poter progettare le reti Chebychev; questi valori di impedenza sono riportati nella tabella 1.

I valori dei componenti delle reti Chebychev sono stati calcolati impiegando tabelle standard (vedi MATTHAEI, G. I., *Tables of Chebychev Impedance-transforming Networks of Lowpass Filter Ferm, Proc. I.E.E.E.*, Agosto 1964, pp. 939... 963).

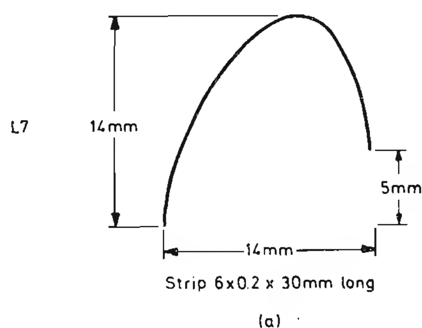
Una valutazione delle prestazioni di questi amplificatori, effettuata mediante computer, ha dimostrato che una tolleranza di ± 5% nel valore dei componenti di questi filtri non pregiudica sensibilmente le prestazioni.

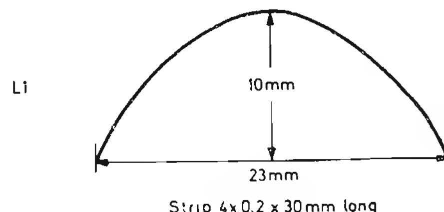
Nelle sezioni a bassa impedenza di questi filtri di accoppiamento è necessario impiegare condensatori per correnti elevate e con bassa impedenza serie. I normali condensatori ceramici tubulari o a placchetta non danno buone prestazioni; nel prototipo vennero impiegati condensatori *chip* di porcellana di ottima qualità.

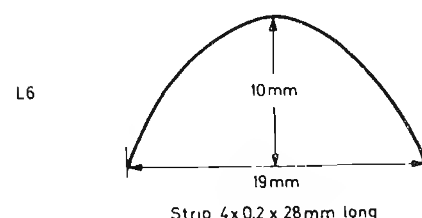
Le reti di disaccoppiamento a larga banda, presenti sull'alimentazione dell'amplificatore, eliminano fenomeni di instabilità; per lo stesso motivo è stata inserita una bobina di arresto (chocke) nel collegamento di base del transistore.

Realizzazione pratica degli amplificatori

In fig. 2 sono stati riportati i circuiti stampati per la realizzazione dei due amplificatori. Il materiale, come al solito, deve essere in fibra di vetro epossidica con rivestimento di rame su entrambe le superfici; lo spessore del rame dovrà essere dell'ordine di 900 g/m². Come è standard ormai per questi amplificatori, lo strato di rame *inferiore* del circuito stampato serve da *piano di massa*; lo strato inferiore e supe-







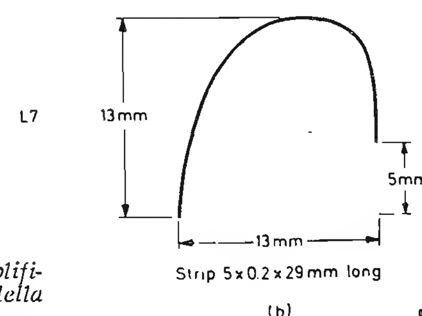


Fig. 3 - Dimensioni e forma delle «bobine» per l'amplificatore della banda bassa in (a), e per l'amplificatore della banda elevata in (b).

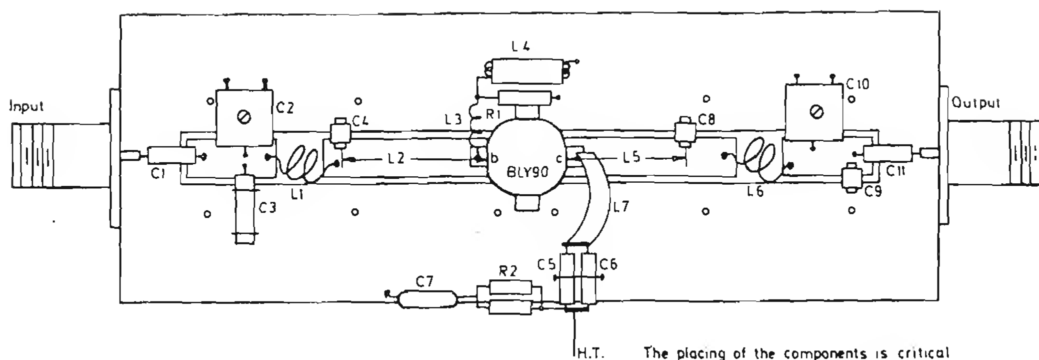


Fig. 3 - Indicazione schematica dei componenti sulla piastrina di circuito stampato dell'amplificatore per la banda bassa impiegante il BLY 90 con potenza di uscita di 50 W.

Lista dei componenti per la realizzazione degli amplificatori riportati nelle figure 3 e 4

	Fig. 3	*fig. 4*
Transistori		
TR1	*BLY 90*	*BLW 60*
Condensatori		
C1	*2,2 nF (L)*	*680 pF (L)*
C2	*40 pF (A)*	*18 pF (M)*
C3	*68 pF (E)*	*33 pF (E)*
C4	*510 pF (H)*	*2 × 150 pF (J)*
C5	*2,2 nF (L)*	*1,5 nF (L)*
C6	*2,2 nF (L)*	*1,5 nF (L)*
C7	*100 nF (D)*	*100 nF (D)*
C8	*470 pF (H)*	*2 × 82 pF (H)*
C9	*68 pF (H)*	*30 pF (K)*
C10	*40 pF (A)*	*18 pF (M)*
C11	*2,2 nF (L)*	*680 pF (L)*

Tipi dei condensatori:
A) trimmer con dielettrico a film, serie 80908
B) ceramico a placchetta, serie 630
D) metallizzato a film, serie C280
E) ceramico tubulare NPO Philips, serie 2222 555
H) speciale, terminazioni microstrip, ± 5%
J) come (H), in parallelo con 2 × 15 pF ceramici a placchetta
L) condensatore ceramico passante Philips serie 2222 700
K) a mica, 350 V, ± 10%
M) trimmer con dielettrico a film, serie 80909

Resistori
Tutti i resistori sono della serie C37.

R1	*10 Ω*	*10 Ω*
R2	*2 × 10 Ω in parallelo*	*2 × 10 Ω in parallelo*

Fig. 3

Bobine

L1	*42,6 nH*	*2 spire di filo di rame smaltato da 1,25 mm; diametro interno 8,3 mm; lunghezza 10 mm.*
L2	*7,8 nH*	*(realizzato sul rame della piastra del circuito stampato vedi fig. 3); lunghez. 26 mm.*
L3		*9 spire di filo di rame smaltato da 0,45 mm; diametro interno 2,7 mm, avvolte molto strettamente.*
L4		*2,5 spire di filo di rame smaltato da 0,63 mm, avvolte su perlina di ferrite.*
L5	*9 nH*	*(realizzato sul rame della piastrina del circuito stampato vedi fig. 3); lung. 18,5 mm.*
L6	*45 nH*	*2 spire di filo di rame smaltato da 2 mm; diametro interno 9,6 mm; lunghezza 10 mm.*
L7	*35 nH*	*(striscetta di rame - vedi fig. 3).*

Fig. 4

L1	*21 nH*	*(striscetta di rame - vedi fig. 3).*
L2	*2,4 nH*	*(realizzato sulla piastrina di circuito stampato - vedi fig. 4); lunghezza 4,4 mm.*
L3		*8 spire di filo di rame smaltato da 0,45 mm; diametro interno 2,7 mm, avvolte strettamente.*
L4		*2,5 spire di filo di rame smaltato da 0,6 mm, avvolte su perlina in ferrite.*
L5	*6,1 nH*	*(realizzata sulla piastrina del circuito stampato - vedi fig. 4); lunghezza 8,7 mm.*
L6	*26 nH*	*(striscetta di rame - vedi fig. 3).*
L7	*30 nH*	*(striscetta di rame - vedi fig. 3).*

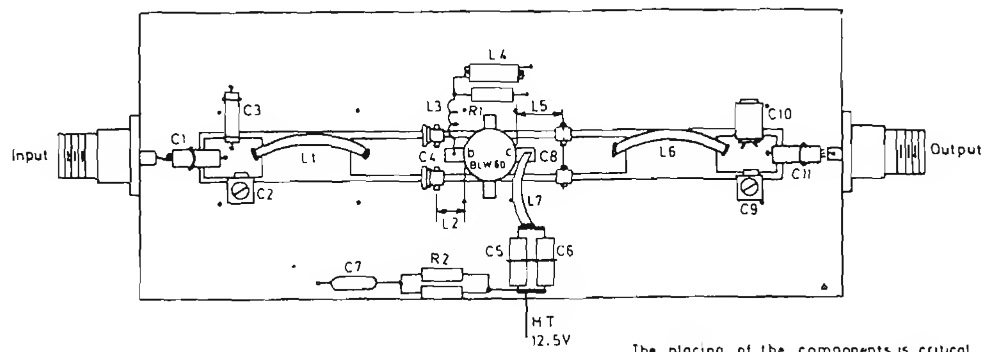
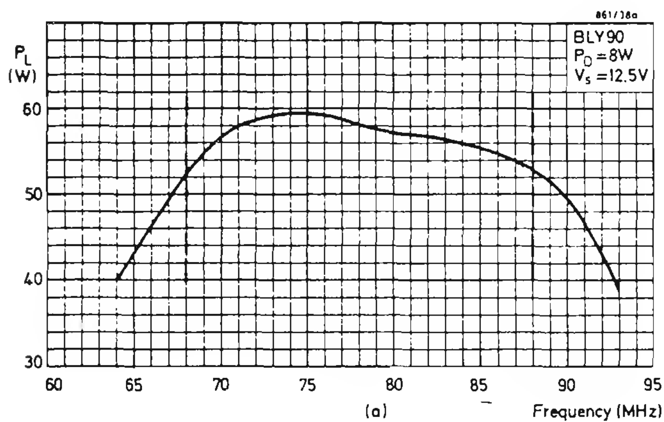


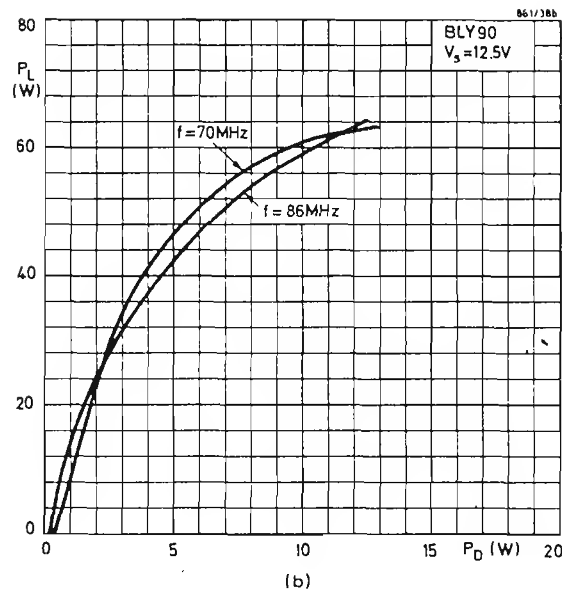
Fig. 4 - Indicazione schematica dei componenti sulla piastrina di circuito stampato dell'amplificatore per la banda alta impiegante il BLW 60 con potenza di uscita di 45 W.

Fig. 6 - Prestazioni dell'amplificatore per la banda bassa:

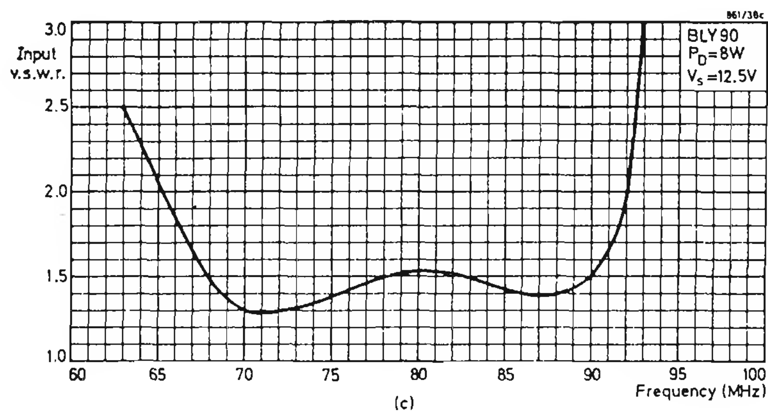
a) potenza di uscita in funzione della frequenza;
b) potenza di uscita in funzione della potenza di pilotaggio;
(c) tensione onda stazionaria di ingresso (v. s. w. r.) in funzione della frequenza;
(d) rendimento in funzione della frequenza.



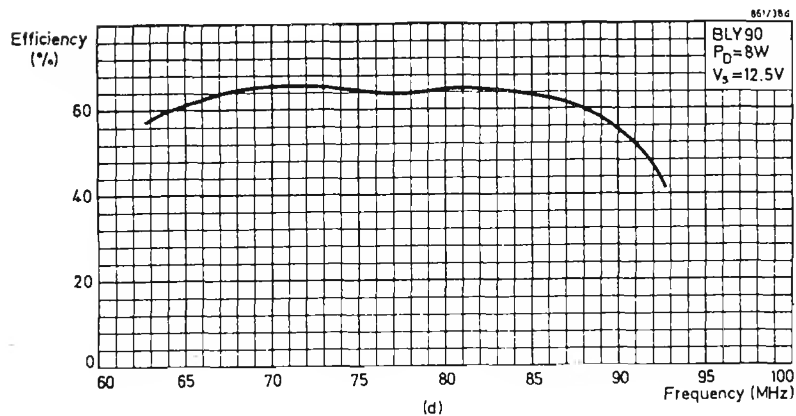
(a)



(b)



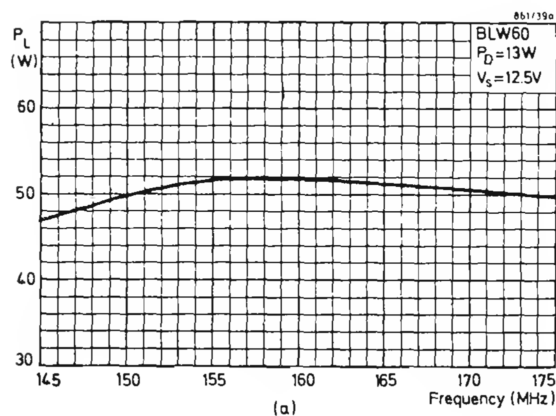
(c)



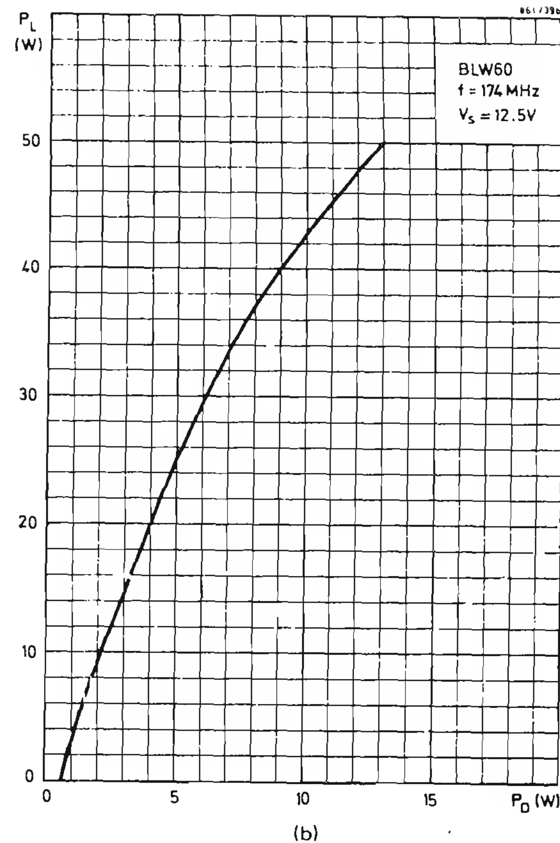
(d)

Fig. 7 - Prestazioni dell'amplificatore per la banda alta:

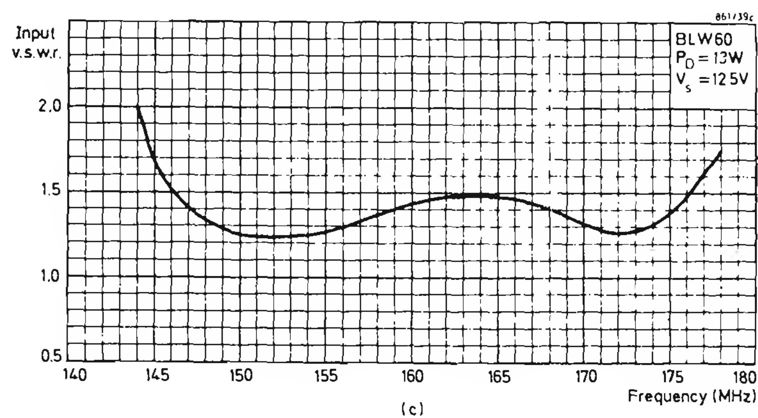
(a) potenza di uscita in funzione della frequenza;
(b) potenza di uscita in funzione della potenza di pilotaggio;
(c) v. s. w. r. di ingresso in funzione della frequenza;
(d) rendimento in funzione della frequenza.



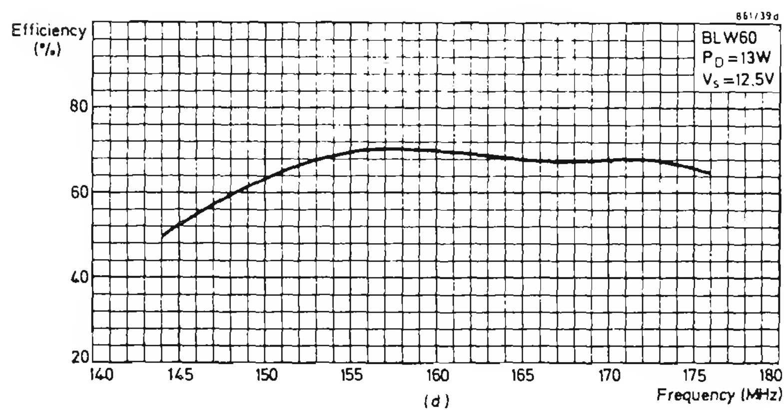
(a)



(b)



(c)



(d)

Tabella 1 - Valori di impedenza rispettivamente di ingresso e di carico per i transistori BLY 90 e BLW 60

		R_i	X_i	R_L	C_L
BLY 90	*78 MHz*	*1,67 Ω*	*+ j 0,16 Ω*	*2,0 Ω*	*500 pF*
BLW 60	*160 MHz*	*1,33 Ω*	*+ j 1,0 Ω*	*2,75 Ω*	*190 pF*

TABELLA 2 - Prestazioni degli amplificatori.

	Amplif. banda bassa	*Amplif. banda alta*
Banda di frequenze	*68...88 MHz*	*148...174 BHz*
Tensione di alimentazione (nom.)	*12,5 V*	*12,5 V*
Potenza RF di uscita	*50 W*	*45 W*
Rendimento (tipico)	*65 %*	*68 %*
Potenza di pilotaggio	*8 W*	*13 W*
Contenuto armoniche all'uscita	*migliore di — 35 dB*	*migliore di — 25 dB*
v. s. w. r. all'ingresso	*minore di 1,6:1*	*minore di 1,5:1*

'ore del rame del circuito stampato vengono collegati mediante rivetti.

Nelle figure 3 e 4 si possono vedere le due piastrine con indicata la posizione dei componenti. Si deve tener presente che la disposizione dei componenti del filtro è molto critica, specialmente quella dei condensatori di C4 e C8

« Le bobine » L2 e L5 vengono realizzate direttamente con il rame del circuito stampato come appunto indicato nelle figure 3 e 4. Le altre «bobine» (in particolare L7 per l'amplificatore della banda bassa; L1, L6, L7 per l'amplificatore della banda alta VHF) vengono ricavate da strisciette di rame di cui in fig. 5 sono riportate dimensioni e forma.

La lista dei componenti per la realizzazione dei due amplificatori è riportata dopo la fig. 3.

Prestazioni degli amplificatori

Nella tabella 1 e nelle figure 6a... 6d e 7a... 7d sono riportate le prestazioni fornite dagli amplificatori.

In particolare, le figure 6a e 7a indicano l'andamento della potenza d'uscita dei due amplificatori in funzione della larghezza di banda; le figure 6b e 7b indicano invece la potenza dissipata nel carico in funzione della potenza di pilotaggio; le figure 6c e 7c riportano l'andamento della tensione dell'onda stazionaria presente all'ingresso (v.s.w.r.) in funzione della frequenza, ed infine le figure 6d e 7d indicano il rendimento di entrambi gli amplificatori in funzione della frequenza.

Queste caratteristiche sono state riscontrate su tre prototipi di laboratorio di ciascun amplificatore.

Entrambi gli amplificatori sono stabili con un v.s.w.r. nel carico pari a 3:1; una certa instabilità si incomincia a notare in corrispondenza di alcuni angoli di fase quando il v.s.w.r. ha il rapporto di 5:1.

Il contenuto di armoniche presente all'uscita dell'amplificatore per la banda bassa è dell'ordine di grandezza di —35 dB alla frequenza di 68 MHz; quello dell'amplificatore della banda elevata è invece di —25 dB alla frequenza di 248 MHz. Il contenuto di armoniche si riduce di ancora 20 dB quando si lavora verso l'estremo superiore della banda elevata.

E' della massima importanza che questi amplificatori non vengano sovrapilotati; ciò vale in particolare quando nel carico è presente un elevato v.s.w.r.

Riferimenti

MTL N. 131 - autore P. J Hart

BLW79, BLW80 e BLW81: Transistori di potenza per impieghi in U.H.F.

Vengono presentati tre nuovi transistori U.H.F. di potenza particolarmente adatti per essere impiegati in trasmettitori. La tensione di alimentazione è per tutti e tre 13,5 V. La potenza d'uscita va da 2 W (BLW 79) a 10 W (BLW 81).

I transistori BLW79/80/81 sono transistori n-p-n planari epitassiali al silicio particolarmente studiati per essere impiegati in trasmettitori lavoranti in classe A, B oppure C nella banda UHF ed anche VHF. La tensione di alimentazione ha il valore nominale di 13,5 V per tutti.

In questi transistori la stabilizzazione della resistenza rappresenta una sicura protezione contro eventuali danneggiamenti a cui potrebbero andare incontro in caso di forte disadattamento dell'impedenza d'uscita. I transistori hanno un contenitore capstan in ceramica (fig. 1).

Nelle figg. 5 e 6 sono riportate alcune curve caratteristiche dei transistori BLW79, BLW80 e BLW81.

Le condizioni di funzionamento delle curve in basso in fig. 6 sono le seguenti:

V_{cc} = 12,5 V

P_L = 2 W

T_h = 25 °C.

Si deve far presente che quando si lavora al disotto dei 300 MHz si dovrà inserire un resistore di 10 Ω, tra base ed emettitore; ciò per evitare fenomeni di oscillazione. Questo resistore è efficace soltanto agli effetti della r.f.

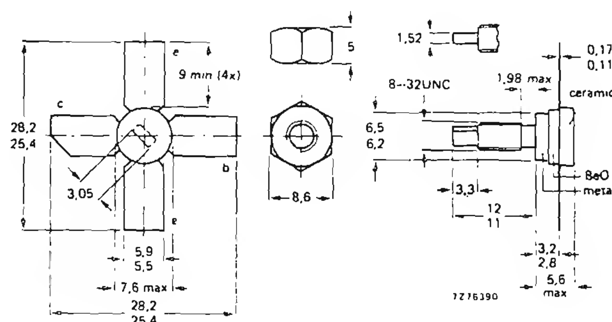


Fig. 1 - Dimensioni di ingombro in mm e terminali agli elettrodi dei transistori U.H.F. di potenza BLW79/80/81. Si tenga presente che questi dispositivi incorporano ossido di berillio la cui polvere è tossica. Il dispositivo è ad ogni modo realizzato in maniera che il disco di BeO non è accessibile, e pertanto non può essere danneggiato. Il contenitore è un SOT-122.

CIRCUITI DI PROVA DEI TRANSISTORI BLW79, BLW80 e BLW81 FUNZIONANTI ALLE FREQUENZE DI 470 MHz e 175MHz

I circuiti sono riportati nelle fig. 2, 3 e 4 rispettivamente. Le prestazioni r.f. qui sotto indicate si riferiscono al funzionamento onda continua (c.w.) con il transistore montato in un circuito emettitore in comune, non neutralizzato, lavorante in classe B.

BLW79: prestazioni circuito di prova

f (MHz)	V_{CC} (V)	P_L (W)	P_S (W)	G_p (dB)	I_C (A)	(%)	$\overline{z}_i$ (Ω)	$\overline{Y}_L$ (mA/V)
470	12,5	2	< 0,25	> 9,0	< 0,27	60	3,5 + j0,4	28 — j38
470	13,5	2	—	tip. 10,5	—	tip. 70	—	—
175	12,5	2	—	tip. 13,5	—	tip. 60	4,2 — j3,4	25 — j24

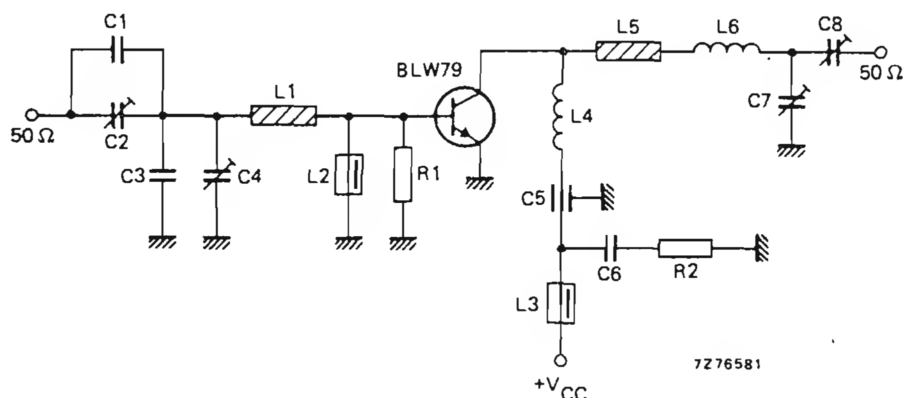


Fig. 2 - Schema elettrico del circuito di prova del BLW79.

Componenti
C1 = 2,2 pF (± 0,25 pF) condensatore ceramico
C2 = C4 = C7 = 1,4...5,5 pF trimmer con dielettrico a film (2222 809 09001)
C3 = 3,3 pF (± 0,25 pF) condensatore ceramico
C5 = 100 pF condensatore ceramico passante
C6 = 100 nF condensatore poliestere
C8 = 2...18 pF trimmer con dielettrico a film (2222 809 09003)
L1 = striscia di rame (35,6 mm × 6,0 mm)
L2 = L3 = Bobina-choke in ferroxcube (4312 020 36640)
L4 = 178 nF; 4 spire di filo di rame smaltato da 1 mm Ø int. = 6 mm; lunghezza 7 mm; terminali 2 × 5 mm
L5 = striscia di rame (10,0 mm × 6,0 mm)
L6 = 28 nH; ½ spira di filo di rame smaltato da 1 mm; Ø int. = 10 mm.
L1 e L5 sono striscie del rame del circuito stampato; quest'ultimo è a doppio rivestimento di rame; il dielettrico è fibra di vetro epossidica PTFE (ε_r = 2,74); spessore 1/16".
R1 = 100 Ω (± 5%) resistore a carbone
R2 = 10 Ω (± 5%) resistore a carbone

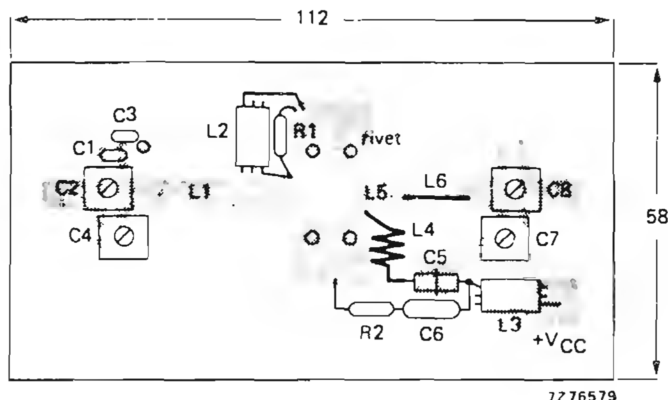




Fig. 2a. - (a sinistra). Circuito stampato, lato componenti; (a destra), lato opposto

La temperatura del dissipatore di calore per questi circuiti di prova era $T_h = 25\,°C$.

Nelle figure 2 a, 3 a e 4 a si possono vedere in alto i 3 circuiti di prova realizzati su piastra di circuito stampato visti dalla parte dei componenti. Il circuito stampato è ricoperto in rame da entrambi i lati: il rame che si trova dalla parte opposta dove si trovano i componenti serve da massa. Il circuito stampato è in fibra di vetro PTFE. I collegamenti a massa vengono effettuati mediante rivetti.

BLW80: prestazioni circuito di prova

f (MHz)	V_{CC} (V)	P_L (W)	P_S (W)	G_p (dB)	I_C (A)	(%)	$\overline{z_i}$ (Ω)	$\overline{Y_L}$ (mA/V)
470	12,5	4	< 0,63	> 8,0	< 0,53	> 60	2,1 + j2,2	57 — j56
470	13,5	4	—	tip. 9,5	—	tip. 65	—	—
175	12,5	4	—	tip. 15,0	—	tip. 60	2,0 — j2,2	51 — j48

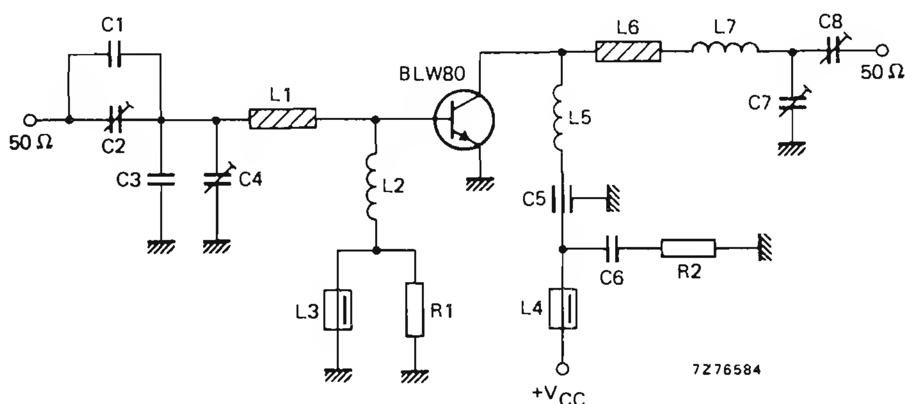
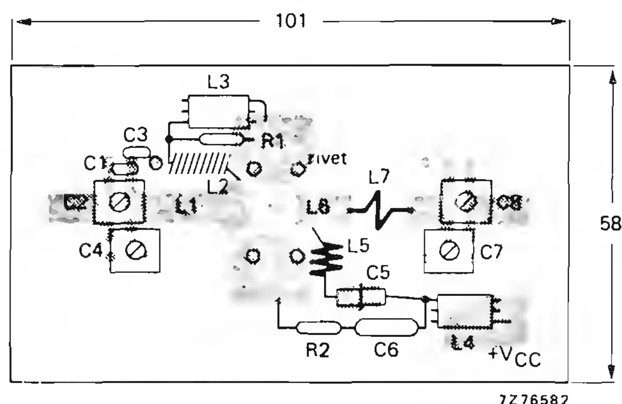


Fig. 3 - Schema elettrico del circuito di prova del transistore BLW80.

Componenti

C1 = 2,2 pF (± 0,25 pF) condensatore ceramico
C2 = C7 = C8 = 1,4...5,5 pF trimmer con dielettrico a film (2222 809 09001)
C3 = 5,6 pF (± 0,25 pF) condensatore ceramico
C4 = 2...9 pF trimmer con dielettrico a film (2222 809 09002)
C5 = 100 pF condensatore ceramico passante
C6 = 100 nF condensatore poliestere
L1 = striscia di rame (22,5 mm × 6,0 mm)
L2 = 13 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm avvolte strettamente; ∅ interno = 4 mm; terminali = 2 × 5 mm
L3 = L4 = bobina choke, in ferroxube (4312 020 36640)
L5 = 51 nH; 3,5 spire di filo di rame smaltato da 1 mm; ∅ int. = 6 mm; lungh. bobina 7 mm; terminali = 2 × 5 mm
L6 = striscia di rame (10,0 mm × 6,0 mm)
L7 = 15 nH; 1 spira di filo di rame smaltato da 1 mm. ∅ int. = 5 mm; terminali = 2 × 5 mm
L1 e L6 sono striscierte ricavate dal rame della piastra del circuito stampato in fibra di vetro epossida PTFE (Σ, = 2,74); spessore 1/16".
R1 = R2 = 10 Ω (± 5%) resistori a carbone.



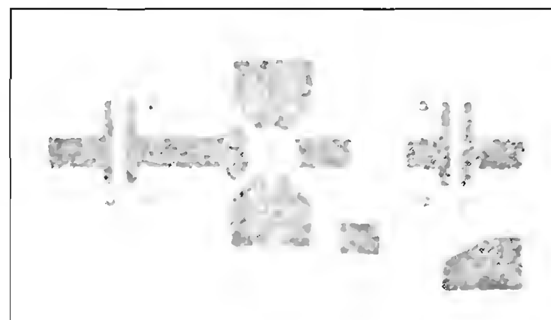


Fig. 3a. - (a sinistra). Circuito stampato, lato componenti; (a destra), lato opposto.

BLW81: prestazioni circuito di prova

f (MHz)	V_{CC} (V)	P_L (W)	P_S (W)	G_p (dB)	I_C (A)	(%)	$\bar{z}_i$ (Ω)	$\bar{Y}_L$ (mA/V)
470	12,5	10	< 2,5	> 6,0	< 1,33	> 60	1,3 + j2,5	150 — j66
470	13,5	10	tip. 1,9	tip. 7,2	—	tip. 75	—	—
175	12,5	10	tip. 0,45	tip. 13,5	—	tip. 60	1,2 — j0.6	140 — j80

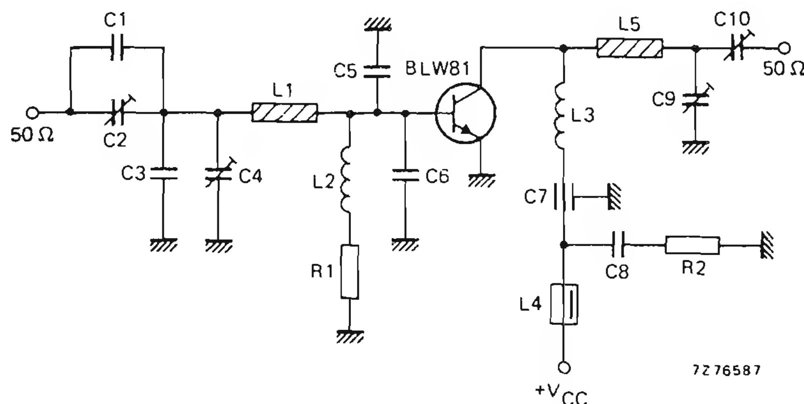


Fig. 4 - Schema elettrico del circuito di prova del BLW81.

Componenti
C1 = 2,2 pF (± 0,25 pF) condensatore ceramico
C2 = C9 = C10 = 2...18 pF trimmer con dielettrico a film (2222 809 09003)
C3 = 3,9 pF (± 0,25 pF) condensatore ceramico
C4 = 1,4...5,5 pF trimmer con dielettrico a film (2222 809 09001)
C5 = C6 = 15 pF condensatore chip ceramico (2222 851 13159)
C7 = 100 pF condensatore ceramico passante
C8 = 100 nF condensatore poliestere
L1 = striscia di rame (27,9 mm × 6,0 mm)
L2 = 13 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm avvolte strettamente; Ø int. = 4 mm; terminali = 2 × 5 mm
L3 = 17 nH; 1 ½ spire di filo di rame smaltato da 1 mm; spaziatura = 1 mm; Ø int. = 6 mm; terminali = 2 × 5 mm
L4 = bobina choke in ferroxcube (4312 020 36640)
L5 = striscia di rame (45,8 mm × 6,0 mm)
L1 e L5 sono strisce ricavate dal rame della piastra del circuito stampato in fibra di vetro PTFE (Σ, = 2,74); spessore = 1/16".
R1 = 1 Ω (± 5%) resistore a carbone
R2 = 10 Ω (± 5%) resistore a carbone

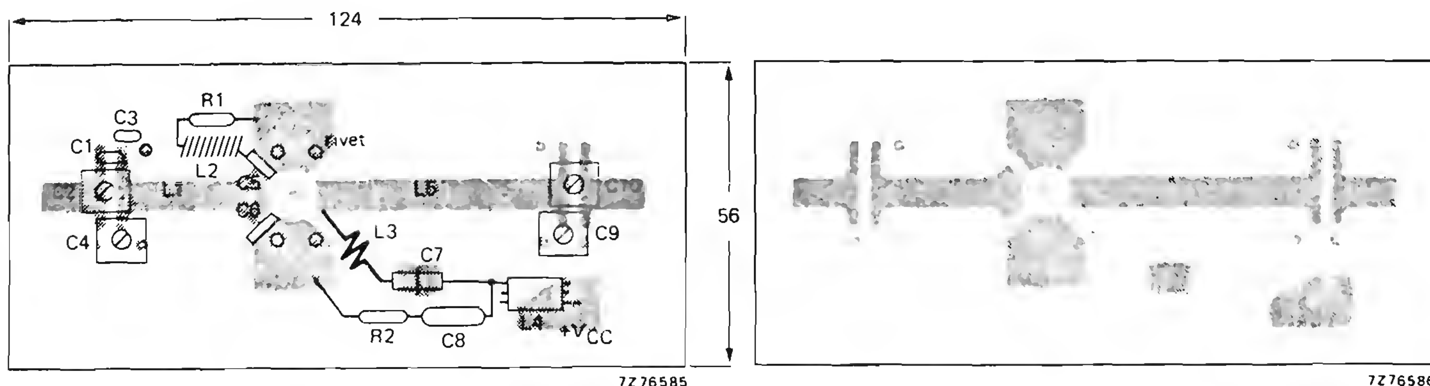
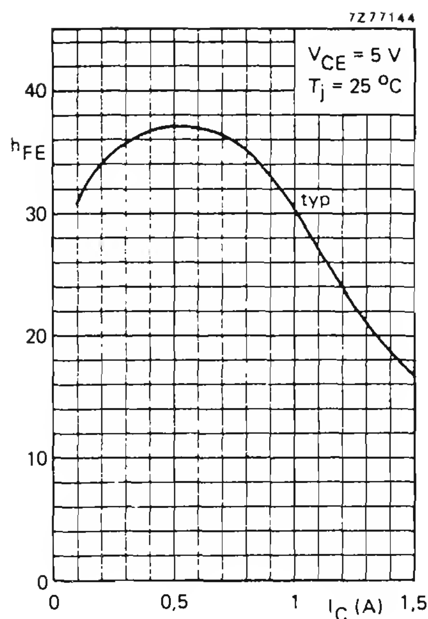


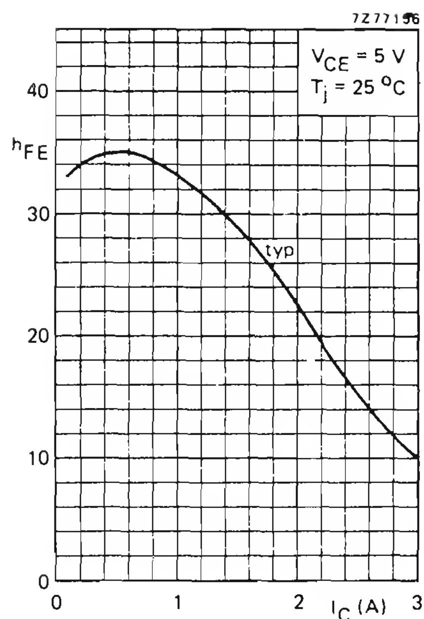
Fig. 4a - (a sinistra). Circuito stampato, lato componenti; (a destra), lato opposto.

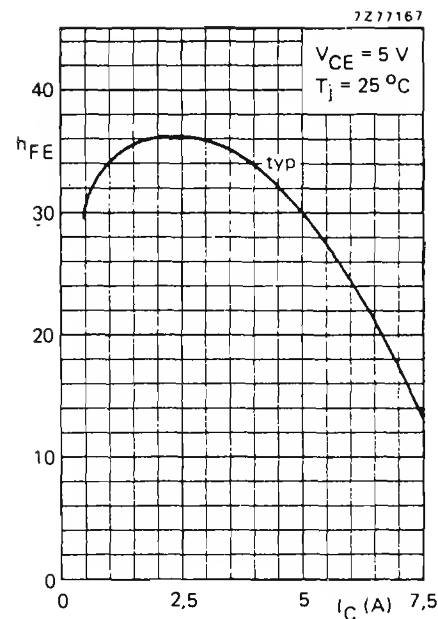
VALORI LIMITE

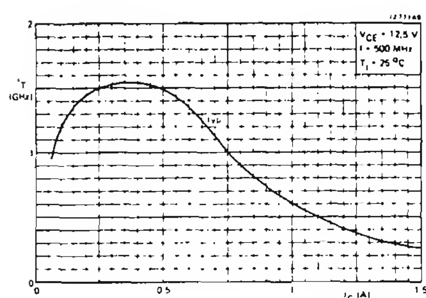
			BLW79	BLW80	BLW81	
Tensioni						
Tensione collettore/emettitore ($V_{BE} = 0$) valore di picco	V_{CESM}	max		36		V
Tensione collettore/emettitore (base aperta)	V_{CEO}	max		17		V
Tensione base/emettitore (collettore aperto)	V_{EBO}	max		4		V
Correnti						
Correnti di collettore (cc)	I_C	max	0,5	1	2,5	A
Correnti di collettore (valore di picco); $f > 1$ MHz	I_{CM}	max	1,5	3	7,5	A
Dissipazione di potenza						
Dissipazione complessiva di potenza (c.c. e r.f.) fino ad una temperatura del dissipatore $T_h = 70$ °C	P_{tot}	max	8,5	17	40	W
Temperature						
Temperatura di immagazzinamento	T_{stg}			— 65 ... + 150		°C
Temperatura alla giunzione in condizioni di funzionamento	T_j	max		200		°C
RESISTENZA TERMICA						
Dalla giunzione alla base di montaggio	$R_{th\ j-mb}$	=	14,5	10,3	4,3	°C/W
Dalla base di montaggio al dissipatore di calore	$R_{th\ mb-h}$	=		0,6		°C/W
DATI CARATTERISTICI						
$T_j = 25$ °C						
Tensione di rottura						
Tensione collettore/emettitore $V_{BE} = 0$, $I_C = 5$ mA (79), 10 mA (80), 25 mA (81)	$V_{(BR)CES}$	>		36		V
Tensione collettore/emettitore base aperta; $I_C = 25$ mA(79); 50 mA (80), 100 mA (81	$V_{(BR)CEO}$	>		17		V
Tensione base/emettitore collettore aperto; $I_E = 2$ mA (79); 4 mA (80), 10 mA (81)	$V_{(BR)EBO}$	>		4		V
Corrente d'interdizione di collettore $V_{BE} = 0$ V; $V_{CE} = 12$ V	I_{CES}	<	2	4	10	mA
Guadagno di corrente in cc * $I_C = 250$ mA(1); $V_{CE} = 5$V	h_{FE}			> 10 tip. 35		
Tensione di saturazione emettitore/collettore * $I_C = 750$ mA(2); $I_B = 150$ mA	V_{CEsat}	tip.	0,6	0,75	0,75	V
Frequenza di trasmissione alla f = 1 MHz * $I_C = 250$ mA(1); $V_{CE} = 12{,}5$V	f_T	tip.	1,5	1,75	1,3	GHz
$I_C = 750$ mA(3); $V_{CE} = 12{,}5$V	f_T	tip.	1,0	1,25	0,9	GHz
Capacità di collettore alla f = 1 MHz $I_E = I_e = 0$; $V_{CB} = 12{,}5$ V	C_c	tip.	8	14	34	pF
Capacità di reazione alla f = MHz $I_C = 20$ mA(4); $V_{CE} = 12{,}5$V	C_{re}	tip.		7,1	18	pF
Capacità collettore/vite di fissaggio	C_{cs}	tip.	3,6	2		pF

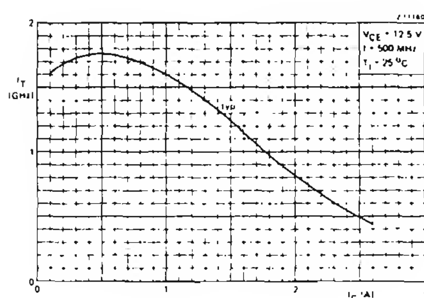
(1) 0,5A (80), 1,25A (81); (2) $I_C = 1{,}5$A, $I_B = 0{,}3$A (80); (3) $I_C = 0{,}5$A (80); $I_C = 1{,}25$A (81); (4) $I_C = 40$mA (80), 100mA (81) $I_C = 3{,}75$A, $I_B = 0{,}75$A (81) $I_C = 1{,}5$A (80) $I_C = 3{,}75$A (81).
* Misurate con segnali ad impulsi tp ≤ 200 μs; δ ≤ 0,02

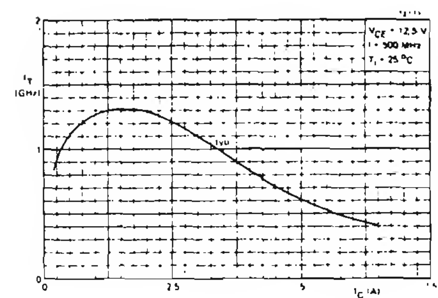


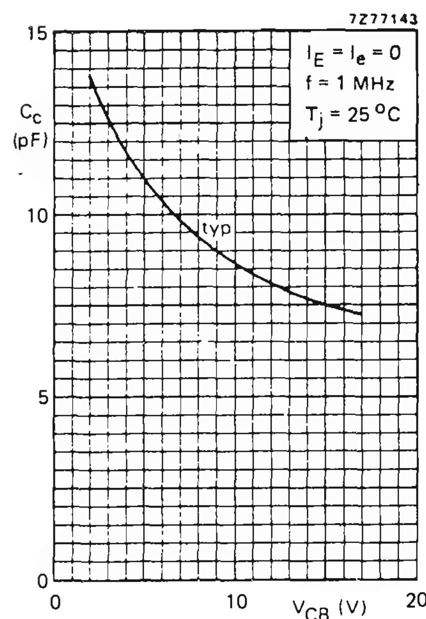


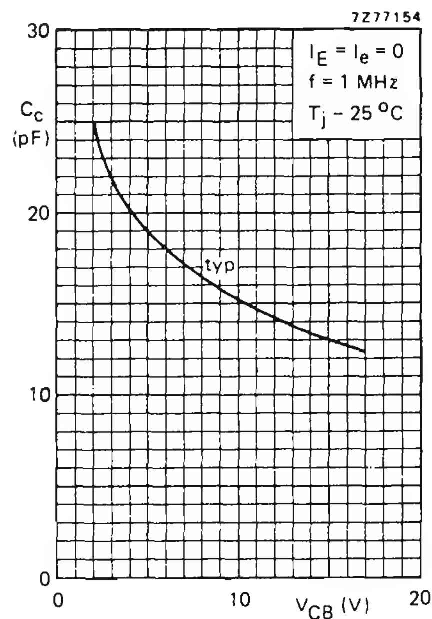












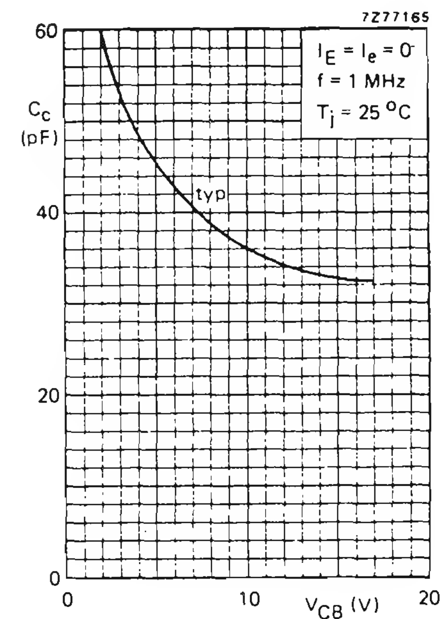
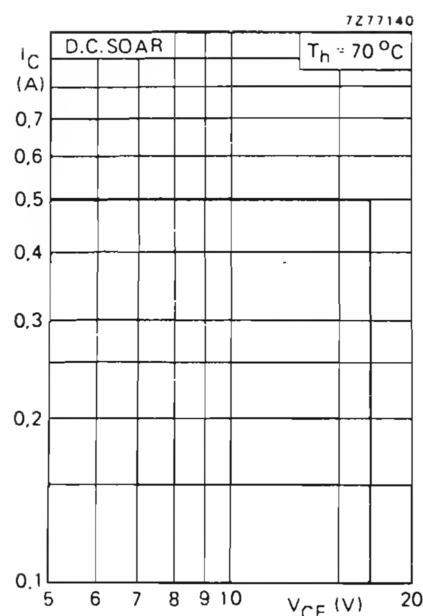
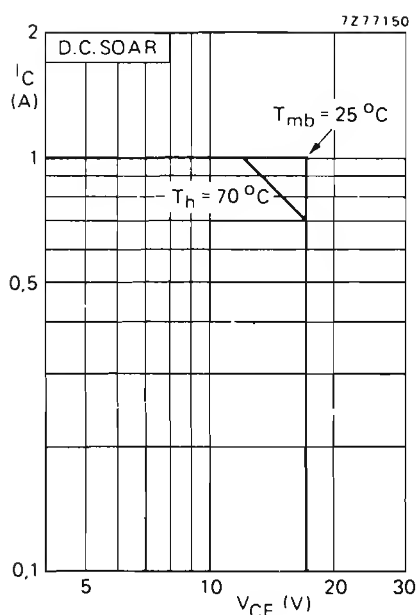
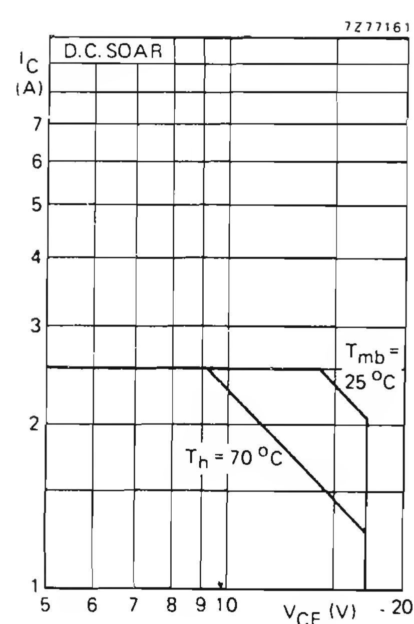
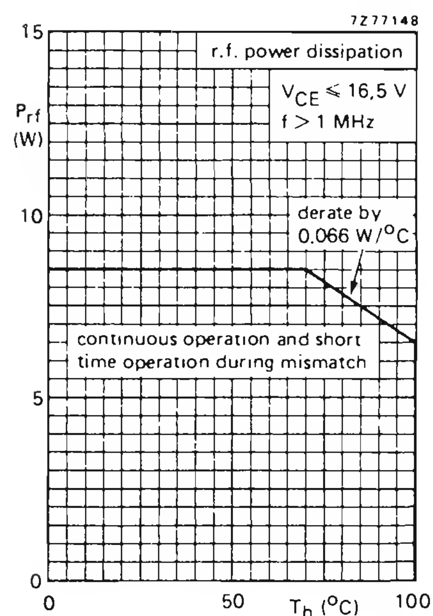


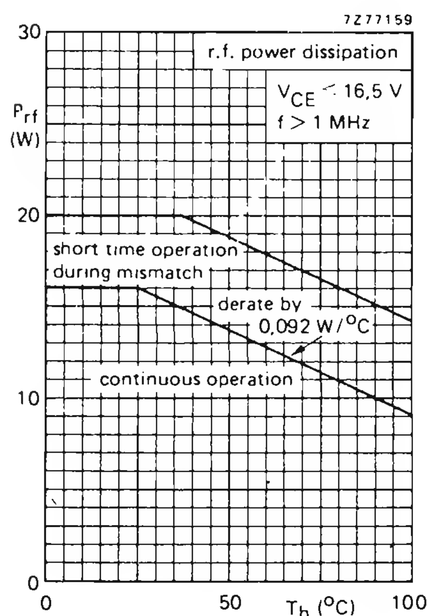
Fig. 5 - (in alto) Amplificazione h_{FE} in funzione della I_C; (al centro) Frequenza di taglio f_T, in funzione della I_C; (in basso) Capacità di collettore C_c in funzione della V_{CB}. Queste curve si riferiscono, partendo da sinistra, ai transistori BLW79, BLW80, BLW81.

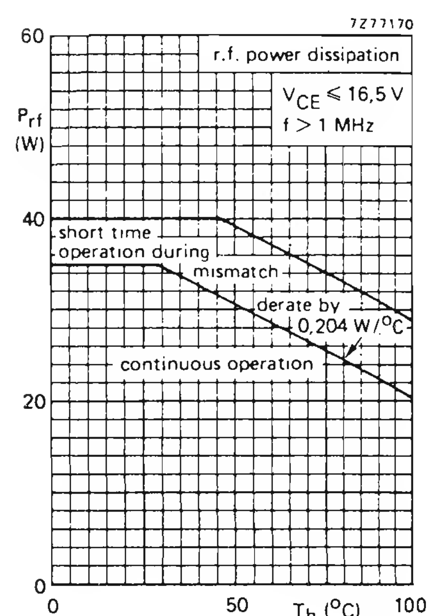


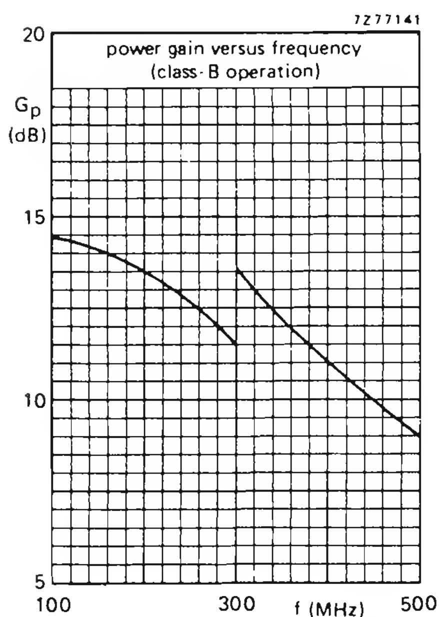


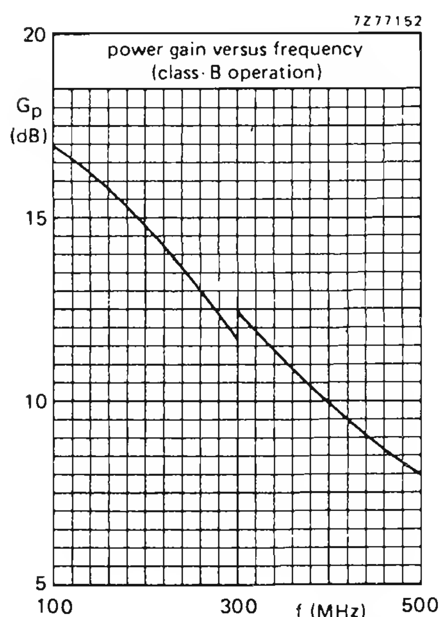












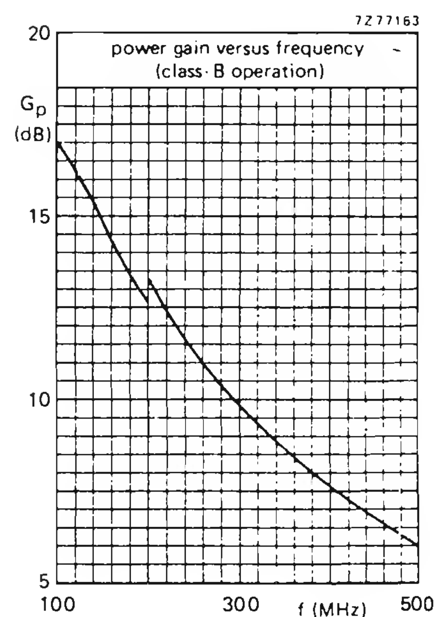


Fig. 6 (in alto) I_c in funzione di V_{CE}; (al centro) Potenza r.f. in funzione di T_h; (in basso) Guadagno G_p in funzione della frequenza. Anche queste curve si riferiscono nell'ordine, partendo da sinistra, ai transistori BLW79, BLW80, BLW81.

DATI TECNICI CARATTERISTICI

Condizioni di lavoro	V_{CC} V	f MHz	P_L W	G_P dB	η %	$\overline{z_i}$ Ω	$\overline{Y_L}$ mA/V
BLW79 onda continua (c.w.)	**12,5**	**470**	**2**	> **9,0**	> **60**	**3,5 + j0,4**	**28 — j38**
onda continua (c.w.)	12,5	175	2	tip. 13,5	tip. 60	4,2 — j3,4	25 — j24
BLW80 onda continua (c.w.)	**12,5**	**470**	**4**	> **8,0**	> **60**	**2,1 + j2,3**	**57 — j56**
onda continua (c.w.)	12,5	175	4	tip. 15,0	tip. 60	2,0 — j2,2	51 — j48
BLW81 onda continua (c.w.)	**12,5**	**470**	**10**	> **6,0**	> **60**	**1,3 + j2,5**	**150 — j66**
onda continua (c.w.)	12,5	175	10	tip. 13,5	tip. 60	1.2 — j0,6	140 — j80

I suddetti valori valgono per funzionamento a radiofrequenza e temperatura di 25°C del dissipatore; sono stati misurati con il transistore montato in un circuito non neutralizzato, ad emettitore in comune, funzionante in classe B.

Amplificatore UHF di potenza a tre stadi per trasmettitori mobili

– Banda di lavoro: 470 MHz
– Potenza d'uscita 15 W

L'amplificatore descritto fornisce in antenna, alla frequenza di 470 MHz, una potenza di 15 W; la potenza di pilotaggio tipica è 166 mW; la tensione di alimentazione è 12 V. L'amplificatore è esente da oscillazioni parassite anche nel caso in cui il rapporto di onde stazionarie all'uscita arrivi ad un valore di 10 e abbia fase variabile. La soppressione della seconda armonica è di 75 dB ed è ottenuta impiegando un filtro di antenna passa-basso. L'amplificatore è realizzato su un circuito stampato in fibra di vetro epossidica (PTFE); all'uscita dello stadio finale è stato impiegato un circuito accordato del tipo strip-line.

Le principali caratteristiche di questo amplificatore di potenza, operante nella banda UHF di 470 MHz, possono essere così riassunte:

- potenza di uscita (in antenna), in onda continua, con valore di 15 W alla frequenza di 470 MHz,
- perfetta stabilità anche con ampie variazioni della tensione di alimentazione e della potenza di pilotaggio, e forte disadattamento del carico,
- potenza di pilotaggio inferiore ai 300 mW,
- tensione di alimentazione 12 V,
- realizzato su circuito stampato.

La descrizione del progetto di questo amplificatore prenderà l'avvio dallo stadio finale procedendo fino allo stadio di ingresso (fig. 1).

Scelti i transistori da impiegare nell'amplificatore, il compito principale del progettista rimarrà quello di calcolare i valori dei componenti delle varie reti di adattamento. Anche nella scelta del valore di questi componenti, il progettista avrà un certo margine, nel senso che, in tutti gli stadi, il *ritocco finale* ai fini di un perfetto adattamento, verrà effettuato mediante condensatori-trimmer.

Il circuito di uscita

Solitamente, negli amplificatori operanti alle frequenze UHF intorno ai 500 MHz, vengono impiegati nei circuiti di ingresso e di uscita al posto dei componenti discreti convenzionali, le cosiddette *strip-lines* (vale a dire, linee di trasmissione realizzate mediante striscette di rame di ridotte dimensioni). La figura 2 riporta il circuito di alimentazione del terzo stadio dell'amplificatore unitamente al circuito di uscita, consistente quest'ultimo in una *linea di trasmissione a striscette* (strip-line) e due condensatori-trimmer. Questo stadio finale di potenza non è altro che una versione particolare dell'amplificatore di potenza ad uno stadio di cui faremo menzione nell'appendice con la differenza però che in quest'ultimo le strip-lines si trovano sia nel circuito d'ingresso che in quello di uscita.

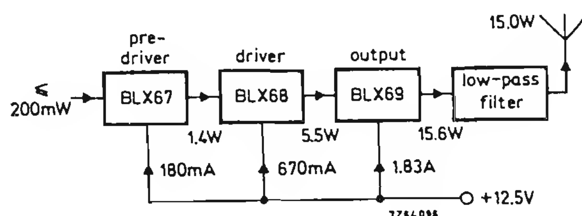


Fig. 1 - Schema a blocchi dell'amplificatore di potenza a tre stadi e del filtro d'antenna passa-basso; sono indicati i vari livelli di potenza nonché le correnti di collettore dei vari stadi.

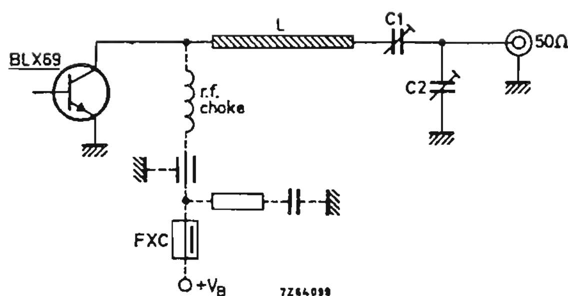


Fig. 2 - Configurazione circuitale di massima dello stadio finale. I collegamenti indicati in tratteggio si riferiscono al circuito di alimentazione in cc. La trasformazione dell'impedenza di uscita del BLX69 al valore di 50 Ω del carico è effettuata impiegando la linea di trasmissione L; l'adattamento finale viene effettuato agendo sui condensatori-trimmer C_1 e C_2.

1 - Circuito di uscita a strip-line

E' noto che la caratteristica principale di una *linea di trasmissione a striscette* (strip-line) è data dalla larghezza e dalla lunghezza della striscia di rame e dalla su' impedenza caratteristica Z_c. In molte applicazioni è richiesto un valore particolare di Z_c; conseguentemente, le dimensioni fisiche della linea di trasmissione risulteranno determinate da questo valore. Nell'amplificatore che descriveremo, il valore assoluto di Z_c non è molto importante dato che, come abbiamo già accennato, la messa a punto finale per ciò che riguarda l'adattamento, viene effettuata mediante condensatori-trimmer.

C'è però da tener presente che siccome nello stadio finale viene impiegato il transistore BLX69, e che siccome questo transistore possiede dei terminali larghi 3,7 mm., la linea di trasmissione dovrà essere larga perlomeno quanto sono larghi i suddetti terminali. E' per questo, motivo che il punto di partenza del progetto non è l'impedenza caratteristica Z_c della linea di trasmissione bensì la sua *larghezza*; di conseguenza si è creduto opportuno assegnare a detta linea una larghezza di 5 mm.

I concetti che sono alla base del progetto di un circuito accordato a linea di trasmissione si trovano de' ritti in un lavoro di *A. Presser* del 1968 nel quale vengono esaminate le caratteristiche di vari tipi di linee di trasmissione in relazione ai particolari impieghi.

Quando si lavora alle frequenze UHF intorno ai 500 MHz, *le perdite nel dielettrico* del circuito stampato possono assumere grande importanza se per il circuito stampato non si sceglie il materiale adatto. Per esempio, un circuito stampato *in fibra di vetro epossidica*, avente un fattore di perdita pari a $\tan\delta = 0.035$ alla frequenza di 1 MHz, non sarebbe assolutamente adatto per il nostro amplificatore. Esiste un materiale-base per circuiti stampati in politetrafluoroetilene (abbreviato più semplicemente in *PTFE*) anch'esso in fibra di vetro, avente un $\tan\delta = 0.0007$ alla frequenza di 1 MHz, ed una costante dielettrica $\varepsilon_r = 2.74$.

L'ampilficatore che descriveremo è stato realizzato su un circuito stampato fatto con questo tipo di materiale; il rame in questo caso si trova su entrambe le faccie dato che una faccia serve da *piano di massa generale* di tutto il circuito.

Prima di calcolare il valore di Z_c e della lunghezza della linea di trasmissione è necessario calcolare innanzitutto l'*effettiva* costante dielettrica ε_r'. Dovremo inoltre conoscere la frazione di riempimento q e l'impedenza in aria libera Z_{c1}, ottenuti dal rapporto w/h, nel quale w indica la larghezza della linea di trasmissione e h lo spessore del dielettrico; questi valori si possono ricavare dal grafico di fig. 3.

Siccome, come già detto, è necessario assegnare alla linea di trasmissione una larghezza $w = 5$ mm., e siccome h ha il valore di 1,4 mm., il rapporto w/h sarà = 3,57, per cui, in base ai grafici di fig. 3, avremo per q un valore di 0,75, e per Z_{c1} un valore di 61,5 Ω.

Siccome

$$\varepsilon_r' = 1 + q\,(\varepsilon_r - 1) = 2{,}32,$$

dalla formula che dà il valore di Z_c, e cioè dalla

$$Z_c = Z_{c1} / (\varepsilon_r')^{1/2},$$

otterremo per Z_c un valore di 40,3 Ω, valore accettabile in pratica. Fatto ciò, potremo passare al calcolo della *lunghezza* della linea di trasmissione.

Supponendo di cortocircuitare un *estremo* della linea di trasmissione, l'impedenza Z_i che assumerà l'altro estremo della linea sarà data da $j \tan \beta l$ nella quale βl corrisponde alla lunghezza *elettrica* della linea.

Siccome i valori assoluti di Z_c e Z_i sono pressapoco uguali, potremo assegnare a $\tan \beta l$ il valore di 1, e di conseguenza, la lunghezza *elettrica* della linea avrà il valore di 45°.

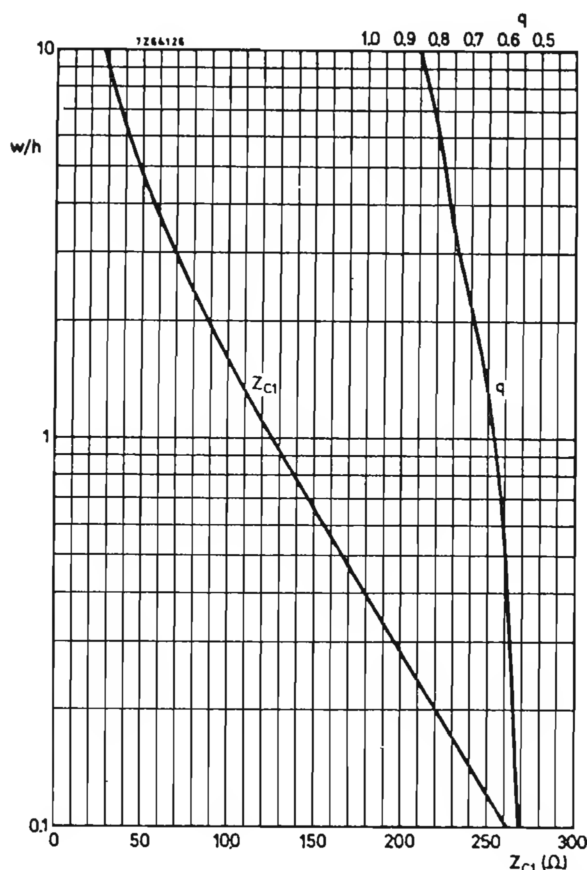


Fig. 3 - Curve per il progetto delle linee di trasmissione (strip-line). Noto il rapporto w/h (w indica la larghezza della linea mentre h indica lo spessore del dielettrico) è possibile calcolare impiegando questi grafici sia l'impedenza Z_{c1} in aria libera sia il fattore di riempimento q.

La lunghezza *fisica* l_p della linea risulterà ridotta in parte dal fattore di propagazione $\sqrt{\varepsilon_r'}$, per cui, in definitiva, la lunghezza fisica della linea di trasmissione l_p sarà data da:

$$l_p = (\lambda_o \, \beta l/360) \sqrt{\varepsilon_r'} = 52,4 \text{ mm},$$

nella quale λ_o corrisponde alla lunghezza d'onda alla frequenza di 470 MHz.

Dal circuito riportato in appendice, si vede che la linea di trasmissione impiegata in questo amplificatore a stadio singolo era *diritta* mentre nel nostro amplificatore a tre stadi, per motivi di spazio, si è assegnato a questa linea una *configurazione a S.*

2 - Calcolo dei valori dei condensatori-trimmer

Ricorrendo alle solite formule, possiamo a questo punto calcolare i valori dei condensatori-trimmer presenti nel circuito di uscita dell'amplificatore. Questi trimmer permettono di adattare l'impedenza Z_i formata dal transistore d'uscita e dalla linea di trasmissione, all'impedenza di 50 Ω del carico. Per il calcolo di Z_i ci siamo serviti delle seguenti espressioni:

$$Z_i = Z_c (Z_o + jZ_c \tan \beta l) / (Z_c + jZ_o \tan \beta l)$$
$$= (12,5 + j\,40,3)\,\Omega$$

nella quale Z_c è, come sappiamo, l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione (40,3 Ω), Z_o è l'impedenza di uscita del transistore BLX 69 (6,06, + j 1,06) Ω, ed infine $\beta l = 1$. In fig. 4a è riportato il circuito equivalente.

La scelta del tipo di trimmer è molto importante. Per ridurre al minimo le perdite alle frequenze elevate, abbiamo impiegato trimmer con *dielettrico a film*; i primi calcoli portarono alla scelta di trimmer la cui capacità poteva variare da 1,8 a 9 pF. Per calcolare però il valore *reale* che deve avere l'escursione della capacità del trimmer in maniera da poter riuscire a realizzare un adattamento perfetto, è necessario prendere in seria considerazione anche *l'induttanza serie* del trimmer medesimo che, alle frequenze elevate, assume particolare importanza.

Misure effettuate con un oscillatore UHF del tipo grid-dip dettero un valore di 6 nH (indicato come reattanza di j18 Ω nella fig. 4 (b)).

I valori di X_s e X_p di fig. 4(b) sono stati ottenuti impiegando la seguente relazione:

$$-jR_o X_p / (R_o - jX_p) = R_s - jX_s,$$

nella quale R_o è l'impedenza di uscita che deve essere adattata, e R_s è la parte non reattiva di Z_i. Pertanto, con $R_o = 50\,\Omega$ e $R_s = 12,5\,\Omega$, X_s e X_p avranno i valori rispettivamente di 21,65 Ω e 28,9 Ω.

Calcolati i valori di X_s e di X_p, potremo calcolare le reattanze di X_{c1} e X_{c2}, e di conseguenza, i valori delle capacità C_1 e C_2. Il valore di C_1 si ricava dalla espressione:

$$X_{c1} = 58,3\,\Omega - 21,65\,\Omega = 36,65\,\Omega$$

$$\therefore C_1 = 9,24 \text{ pF},$$

e C_2 dalla espressione:

$$X_{c2} = 28,9\,\Omega + 18\,\Omega = 46,9\,\Omega$$

$$\therefore C_2 = 7,22 \text{ pF}.$$

La fig. 4(c) mostra il circuito di uscita con indicato il valore dei relativi componenti. Il valore di C_1 risultante dai calcoli suddetti è leggermente superiore a 9 pF; siccome però nell'amplificatore pratico è sempre facile apportare varianti in questo senso, questa differenza tra valore pratico e valore calcolato non è un problema; infatti, un'ulteriore regolazione potrà sempre essere ottenuta collegando semplicemente in parallelo al trimmer un condensatore adatto.

Circuito di adattamento tra secondo e terzo stadio

A questo punto rimane il problema di adattare l'impedenza di uscita del secondo stadio (BLX68) all'impedenza d'ingresso del terzo stadio (BLX69), prendendo nello stesso tempo in considerazione altri componenti che possono influire sulla suddetta trasformazione (questi altri componenti sono, per es., la bobina di arresto r.f. nel circuito di alimentazione del collettore, le induttanze serie del BLX68 e quelle dei trimmer). Tutti questi fattori tendono ovviamente a complicare il calcolo del suddetto adattamento, per cui per venirne fuori abbastanza bene, abbiamo creduto opportuno procedere per stadi come appunto indicato in fig. 5.

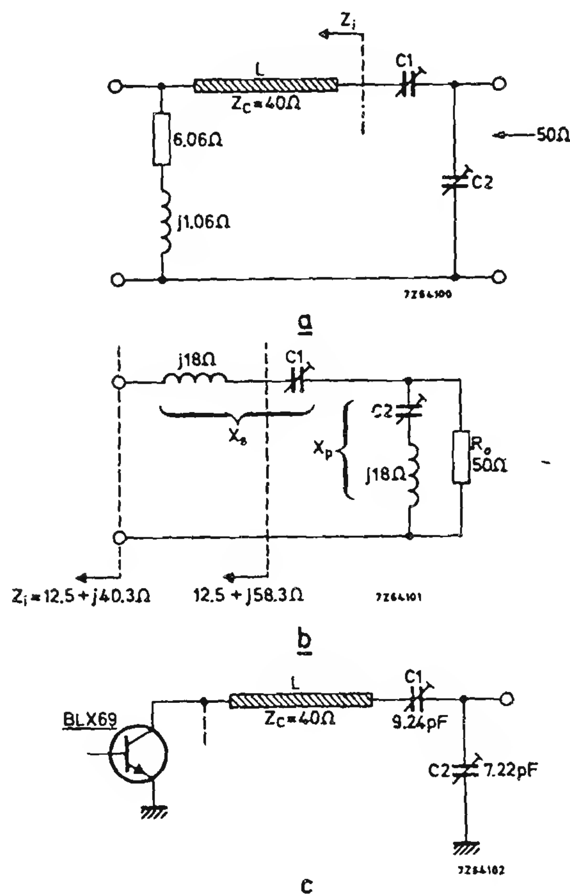


Fig. 4 - Calcolo del valore dei componenti del circuito d'uscita. (a) L'impedenza di uscita del transistore BLX69 è (6,06 + j1,06) Ω; questa, assieme all'impedenza Z_c della linea di trasmissione, forma un'impedenza di uscita con valore di (12,5 + j40,3)Ω. (b) L'induttanza-serie dei trimmer (= 6 nH, oppure j18 Ω ciascuno) va presa in considerazione quando si determina il valore del trimmer stesso. (c) Stadio finale con indicato il valore dei trimmer.

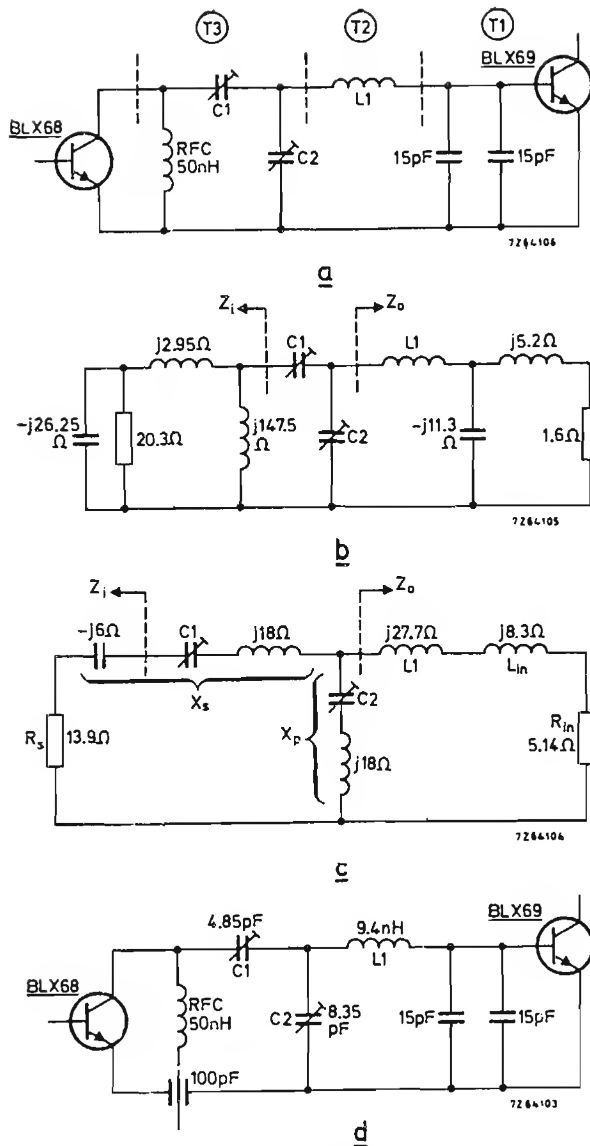


Fig. 5 - Circuito di accoppiamento tra il secondo e il terzo stadio. (a) Occorre effettuare tre trasformazioni (T_1, T_2 e T_3). (b) Conversione delle impedenze dei transistori, della bobina di arresto r.f. e dei condensatori chip da 15 pF ai loro valori equivalenti; il valore dei trimmer deve essere scelto in maniera da adattare Z_i e Z_o. (c) Il valore di L_1 viene calcolato dopo aver scelto un fattore di lavoro Q pari a 7. X_p e X_s comprendono le induttanze-serie dei trimmer. (d) Circuito interstadiale con l'indicazione dei valori dei trimmer e dell'induttanza L_1.

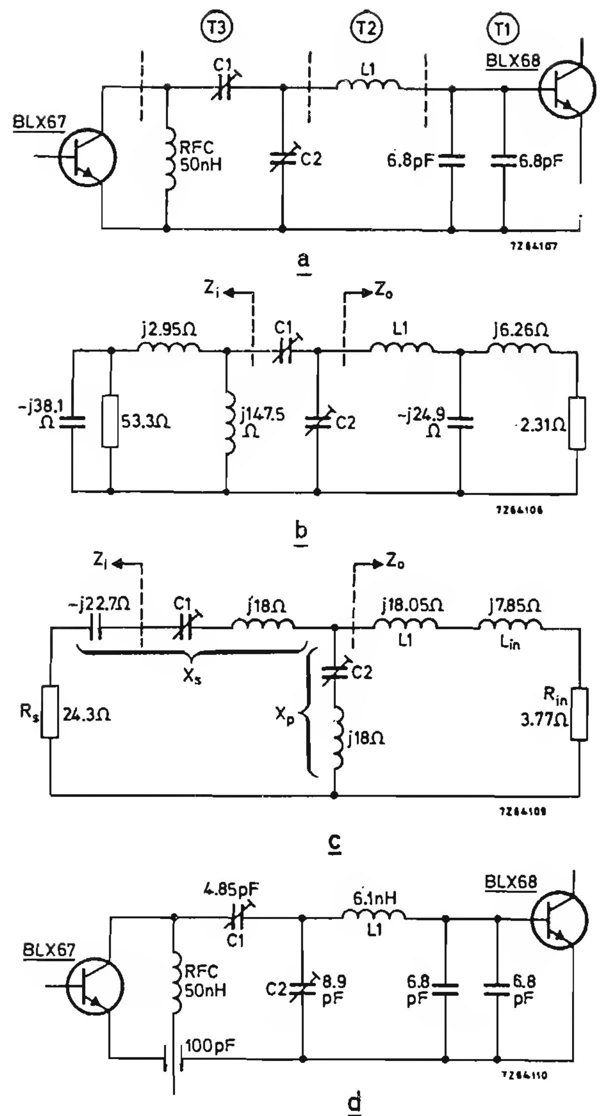


Fig. 6 - Circuito d'accoppiamento tra il primo e il secondo stadio. (a) Le tre trasformazioni (vedi fig. 5). (b) L'impedenza equivalente d'ingresso Z_i e l'impedenza equivalente di uscita Z_o. (c) Calcolo dell'induttanza L_1 e dei trimmer C_1 e C_2. (d) Circuito interstadiale con indicato i valori dei componenti.

Per mantenere su valori bassi le perdite prodotte dall'adattamento variabile, e per aumentare la larghezza di banda, la trasformazione verrà fatta in tre tempi (indicati con T_1, T_2 e T_3 in fig. 5 (a)).

— T_1: per ottenere su questo punto la massima trasformazione bisognerebbe collegare un condensatore di circa 60 pF tra terra e la base del transistore finale. In pratica si è impiegato un condensatore da soli 30 pF pensando di effettuare le eventuali correzioni in un secondo tempo. Questo valore di capacità si è ottenuto impiegando due condensatori del tipo *chip* da 15 pF aventi valori di induttanza-serie molto bassi (si deve tener presente che il transistore BLX69 ha due terminali di emettitore).

— T_2: prima di poter assegnare un valore a L_1 occorre scegliere un fattore di merito *Q* pratico che potremo indicare come *fattore di lavoro* Q_w; un valore abbastanza buono per questo fattore di merito è $Q_w = 7$.

— T_3: per la determinazione dei valori dei trimmer C_1 e C_2 è necessario tenere in debito conto non solo la loro induttanza-serie ma anche l'induttanza del collettore del transistore BLX68 e della bobina di arresto r.f.

La fig. 5(b) riporta il circuito equivalente.

In questo circuito, l'impedenza di ingresso del BLX69 (1,6 + j5,2) Ω viene parallelata dalla reattanza dei condensatori chip (— j11,3) Ω, per cui il valore complessivo dell'impedenza sarà (5,14 + j8,3) Ω.

A questo punto potremo procedere al calcolo del valore da assegnare a L_1 impiegando la formula:

$$L_1 = Q_w R_{in} / \omega - L_{in},$$

nella quale $Q_w = 7$, $R_{in} = 5{,}14\ \Omega$ e $L_{in} = 2{,}8$ nH.

Pertanto L_1 avrà il valore di 9,4 nH, X_{L1} avrà il valore di 27,7 Ω e l'impedenza complessiva Z_o avrà il valore di (5,14 + j36,0) Ω.

Dall'altro lato, l'impedenza di uscita del transistore BLX68 risulta formata da un resistore da 20,3 Ω in parallelo a un condensatore da 12,9 pF. Combinando questa impedenza con l'induttanza serie del collettore (1 nH, e cioè j2,95 Ω) e quella della bobina di arresto r.f. (50 nH, e cioè j147,5 Ω) avremo che il valore complessivo dell'impedenza di ingresso Z_i sarà Z_i = (13,9 — j6) Ω.

La fig. 5(c) mostra il circuito equivalente quale risulta a questo stadio, e cioè comprendente le induttanze serie dei trimmer (= j18 Ω per ciascun trimmer).

A questo punto, saremo in grado di calcolare i valori di X_p e di X_s in base alla formula:

$$jZ_o X_p / (Z_o + X_p) = R_s + jX_s,$$

nella quale Z_o = (5,14 + j36) Ω e R_s = 13,9 Ω, per cui avremo X_p = — 22,8 Ω e X_s = — 58 Ω.

Rifatti i calcoli finali seguendo la stessa prassi usata per il calcolo del circuito di uscita, ci troveremo ad assegnare a C_1 un valore di 4,85 pF, e a C_2 un valore di 8,35 pF. In fig. 5(d) è riportato il circuito interstadio completo.

Circuito di adattamento tra il primo e il secondo stadio

Questa rete adatta l'impedenza di *uscita* del transistore BLX67 all'impedenza di *ingresso* del transistore BLX68. Questi due transistori lavorano in questo amplificatore un po' al di sotto dei loro valori caratteristici, per cui i valori reali delle impedenze potranno differire un poco dai rispettivi valori nominali. Ad ogni modo, in mancanza di valori più accurati, i valori nominali sono più che sufficienti per il nostro scopo. Avremo quindi che il valore dell'impedenza di ingresso del BLX68 sarà (2,31 + j6,26) Ω, mentre l'impedenza di uscita del BLX67 sarà formata da un resistore da 53,3 Ω parallelato da un condensatore da 8,9 pF (= — j38) Ω.

Anche per questo circuito di adattamento, la relativa trasformazione potrà essere effettuata in tre tempi; con la differenza però che in questa rete di adattamento, il valore assegnato a ciascuno dei due condensatori chip è 6,8 pF, e non 15 pF. Il sistema per calcolare i valori di C_1, C_2 e L_1 è identico in tutto a quello esposto nel precedente paragrafo. La fig. 6 indica la progressione di queste « tappe » di semplificazione del calcolo dei vari componenti fino ad arrivare al circuito finale riportato in fig. 6(d).

Il circuito di ingresso

Il circuito d'ingresso è più semplice degli altri; esso richiede una sola trasformazione e non sono presenti in esso condensatori chip. Il valore nominale dell'impedenza di ingresso del BLX67 è (2,71 + j5,9) Ω, che deve essere adattata all'impedenza di 50 Ω della sorgente, come appunto è indicato in fig. 7.

Soppressione della seconda armonica

In molte nazioni esistono capitolati che stabiliscono il valore minimo del livello delle armoniche superiori al segnale irradiato, ed in particolare, della *seconda armonica* presente nel segnale irradiato. Il capitolato più rigido è quello in vigore in Gran Bretagna che prevede un valore di 68 dB per la soppressione della seconda armonica. Il circuito di uscita a linea di trasmissione del nostro amplificatore dà in proposito un'attenuazione di soli 25 dB, che in alcuni casi sarebbe più che sufficiente.

Un sistema abbastanza elegante per dare una maggior attenuazione alla *seconda* armonica presente nel segnale irradiato, e quello che consuma meno segnale, è quello di inserire un *filtro passa-basso Chebyshev* dopo lo stadio finale. Quello riportato in fig. 8(a) fornisce una soppressione di circa 25 dB della seconda armonica. Collegando due di questi filtri *in serie*, si ottiene un'attenuazione di circa 50 dB con una perdita di potenza di circa 600 mW.

L'allineamento del filtro viene solitamente effettuato col sistema semplice ed abbastanza in voga, consistente nel mettere in fila i condensatori chip e nel piegare gli induttori fino ad ottenere il miglior adattamento alla frequenza di 470 MHz.

Circuiti per la regolazione del punto di lavoro in cc dei transistori

In fig. 9 è riportato il sistema-base per la regolazione del punto di lavoro in cc dei transistori. La preoccupazione che sta alla base del progetto di que-

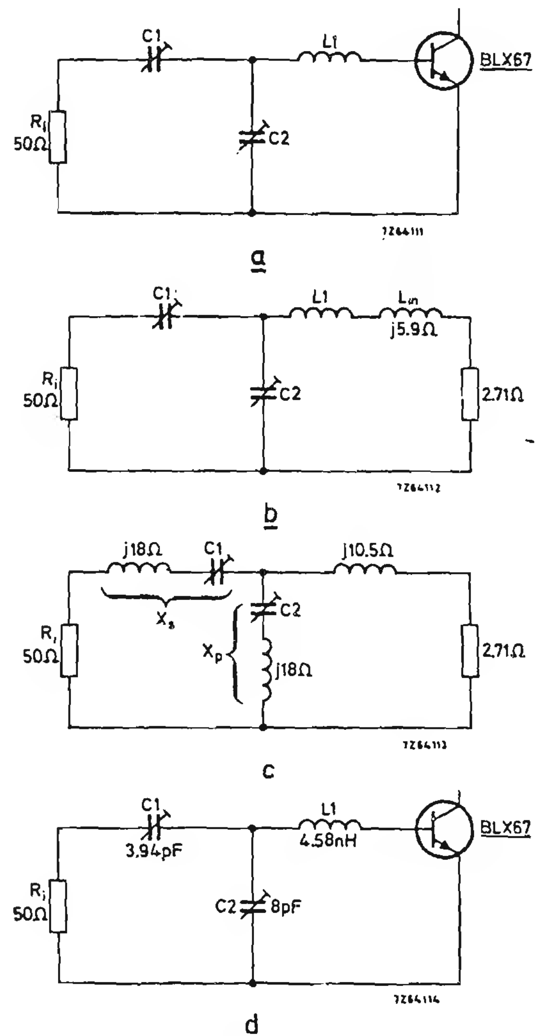


Fig. 7 - Calcolo del valore dei componenti del circuito d'ingresso.

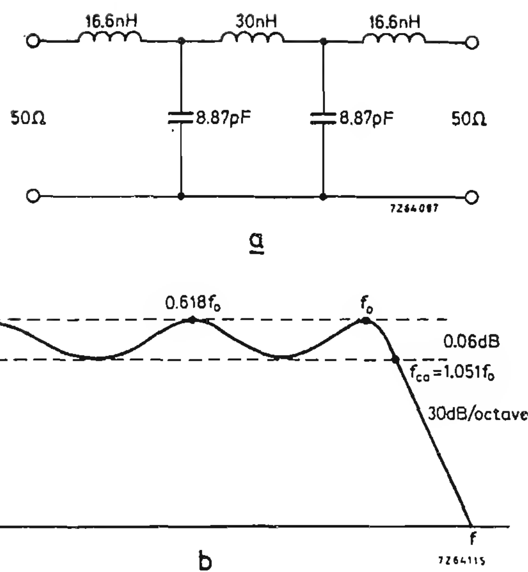


Fig. 8 - (a) Schema elettrico di una metà del filtro di antenna passa-basso con indicato il valore dei componenti. Collegando in serie due dei suddetti filtri si ottiene una attenuazione di circa 50 dB della seconda armonica; questo valore di attenuazione assieme a quello di 25 dB realizzata dalla linea di trasmissione dell'amplificatore, dà una attenuazione complessiva di 75 dB della seconda armonica. (b) Risposta del filtro Chebyshev; f_o è la frequenza di lavoro (470 MHz) e f_{co} è la frequenza di taglio (494 MHz). Il filtro di antenna riduce la potenza di uscita nella misura di 600 mW.

sti circuiti di alimentazione è costituita essenzialmente dal *fattore di stabilità* che i circuiti stessi debbono possedere.

Dopo molte prove si è visto che quello riportato in fig. 9 è quello che in pratica dà i migliori risultati. Infatti, l'amplificatore riesce ancora a mantenersi stabile (e cioè, non oscilla) quando alla massima potenza di uscita, il disaddattamento del carico produce un rapporto di onde stazionarie (v.s.w.r.) con valore di 10 e rotazione di fase da 0° a 360°.

Ricordiamo infine due considerazioni che hanno influito nella scelta dei valori dei componenti del circuito di fig. 9, e cioè:

1) per avere un buona stabilità, il valore di induttanza della bobina di arresto r.f. deve essere più basso possibile, tenendo però bene in mente che esso deve essere da 3 a 4 volte superiore all'impedenza presentata al collettore dal carico (oppure dallo stadio successivo), e
2) che in caso di funzionamento in *classe B* è assolutamente necessario realizzare una « strada » in cc tra la base e l'emettitore; nello stesso tempo però è necessario che alle frequenze di lavoro in gioco, l'impedenza tra questi elettrodi sia elevata; è per questo motivo che sono stati inseriti R_b e L_b in fig. 9.

PRESTAZIONI DELL'AMPLIFICATORE

1 - Guadagno in potenza e rendimento complessivo

Variazioni della tensione di alimentazione

Gli effetti di una eventuale variazione della tensione di alimentazione V_B agli effetti del guadagno di potenza G e del rendimento η vennero esaminati sotto questi due punti di vista:

— variazione di V_B nella misura di ± 20% del suo valore nominale di 12,5 e 13,8 V, mantenendo la potenza di ingresso P_i costante (vedi Tabella 1), e

— variazione di V_B nella misura di ± 20% e contemporanea variazione della potenza d'ingresso di P_i intesa come quadrato del rapporto tra la tensione di alimentazione reale e il relativo valore nominale (vedi tabella 2). Per esempio, se $V_B = 10$ V e $V_{B\,nom} = 12{,}5$ V; $P_i = (10/12{,}5)^2 \times P_{i\,nom} = 0{,}64 \times 166$ mW $= 106$ mW.
Ciò simula la tipica variazione della potenza di ingresso P_i che ci si può aspettare dallo stadio pilota che precede.

Variazione di frequenza

L'effetto di una eventuale variazione della frequenza di lavoro sul guadagno G e sul rendimento η è riportato nella tabella 3 ($V_B = 12{,}5$ V, $P_o = 15$ W).

2 - Larghezza di banda

La larghezza di banda definita come campo delle frequenze entro le quali il guadagno si mantiene entro ± 1 dB rispetto al guadagno a 470 MHz, venne misurata per entrambi i valori nominali della tensione di alimentazione V_B; i risultati ottenuti furono i seguenti:

$V_B = 12{,}5$ V : 456 MHz ... 477 MHz = 21 MHz,

$V_B = 13{,}8$ V : 463 MHz ... 478,5 MHz = 15,5 MHz

Un fattore di merito Q più elevato dell'impedenza di uscita dei transistori può eventualmente produrre una riduzione nella larghezza di banda nel caso in cui la tensione di alimentazione assuma un valore più elevato.

3 - Apparecchiatura per la misura delle prestazioni dell'amplificatore

In fig. 10 è riportata la strumentazione necessaria per effettuare la misura del guadagno, del rendimento e della stabilità dell'amplificatore.

In corrispondenza dei valori più elevati della potenza di pilotaggio (P_i) e della tensione di alimentazione (V_B), l'amplificatore è in grado di fornire circa 23 W; per questo motivo, quando vennero effettuate le suddette misure l'amplificatore venne montato su un dissipatore di calore raffreddato ad acqua.

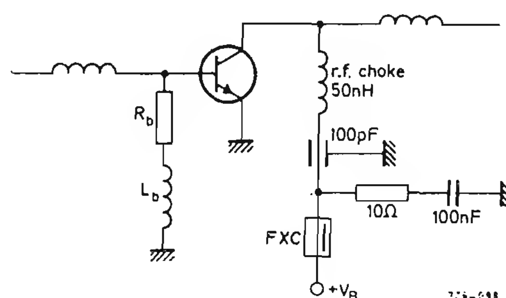


Fig. 9 - Disposizione di massima del circuito di alimentazione in cc dei transistori; questo circuito ad eccezione dei valori di R_b e L_b è identico per tutti e tre gli stadi; FXC è una perlina di ferroxcube.

TABELLA 1 - Variazione di G e di η rispetto a V_B (P_i costante, f = 470 MHz); I_T corrisponde alla corrente di alimentazione complessiva mentre P_o è la potenza in antenna.

V_B (V)	I_T (A)	P_i (mW)	P_o (W)	G (dB)	η (%)
12,5 ($V_{B\,nom}$)	2,68	166	15,0	18,55	44,7
10,0	2,13	166	9,7	17,67	45,5
15,0	2,96	166	20,2	20,86	45,5
13,8 ($V_{B\,nom}$)	2,41	106	15,0	21,50	45,2
11,1	2,00	106	10,0	19,74	45,0
16,6	2,38	106	17,8	22,50	45,1

TABELLA 2 - Variazione di G e di η rispetto a V_B (P_i varia in funzione del quadrato $V_B / V_{B\,nom}$, f = 470 MHz).

V_B (V)	$P_{i\,nom}$ (mW)	I_T (A)	P_i (mW)	P_o (W)	G (dB)	η (%)
10,0	166	1,77	106	8,0	18,78	45,2
15,0	166	3,42	238	22,7	19,79	44,2
11,1	106	1,65	68	8,0	20,70	43,7
16,1	106	3,10	153	23,0	21,77	44,8

Nello schema di fig. 10 si nota la presenza di un *commutatore* che permette di usare uno stesso generatore di segnale, preamplificatore e filtro passa-basso sia per la misura del guadagno e del rendimento sia per eventuali controlli riguardanti la stabilità di funzionamento dell'amplificatore. Quando il commutatore si trova nella *posizione 1*, viene misurata la potenza di uscita dalla quale poi si ricavano sia il guadagno che il rendimento. Quando invece il commutatore viene portato nella *posizione 2*, viene « presentato » all'amplificatore un carico costituito da un attenuatore e da uno sfasatore il cui funzionamento può essere controllato mediante un analizzatore di spettro. L'attenuatore è costituito da un cavo speciale (Amphenol RG21A/U) lungo 74 cm., che consente di simulare un rapporto di onde stazionarie (v.s.w.r.) pari a 10. L'unità sfasatrice è costituita da una linea a trombone a impedenza costante e a mezza lunghezza d'onda; essa permette di variare l'angolo di fase del segnale da 0 a 360°.

TABELLA 3 - Variazione di G e di η in funzione della frequenza f.

f (MHz)	I_T (A)	P_i (mW)	G (dB)	η (%)
450	2,60	152	19,95	46,2
460	2,65	160	19,72	45,3
470	2,68	166	18,55	44,8

Nota: In Europa, la potenza di uscita nominale di una batteria da auto sottocarico ha il valore di *13,8 V* mentre negli Stati Uniti tale valore è *12,5 V*.

Realizzazione pratica dell'amplificatore

Il circuito completo dell'amplificatore unitamente al filtro di antenna passa-basso a due stadi sono riportati in fig. 11. Nello schema sono indicati anche i valori dei vari componenti.

Abbiamo detto che il rivestimento inferiore in rame della piastra del circuito stampato serve da *piano di massa* per i circuiti dell'amplificatore. La fig. 12 mostra la parte del circuito stampato dove vengono montati i componenti (il disegno corrisponde a 4/5 delle dimensioni reali). Ove occorra, i collegamenti al

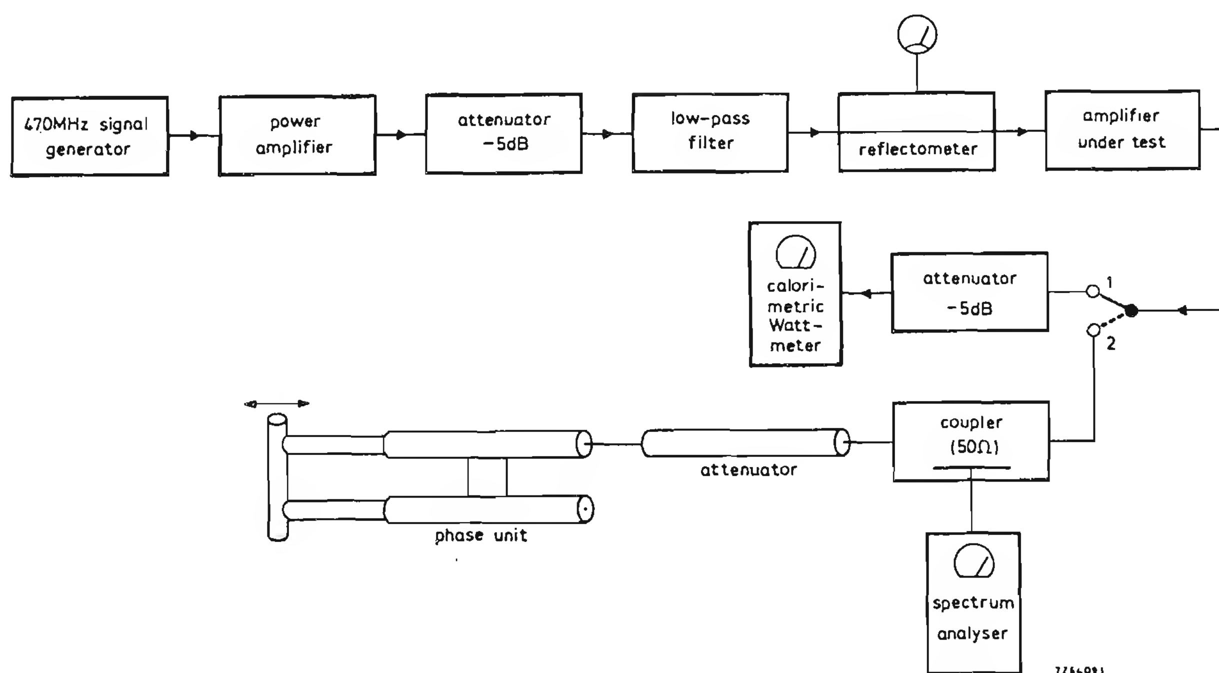


Fig. 10 - Disposizione degli strumenti per la misura del guadagno di potenza, del rendimento e della stabilità dell'amplificatore.

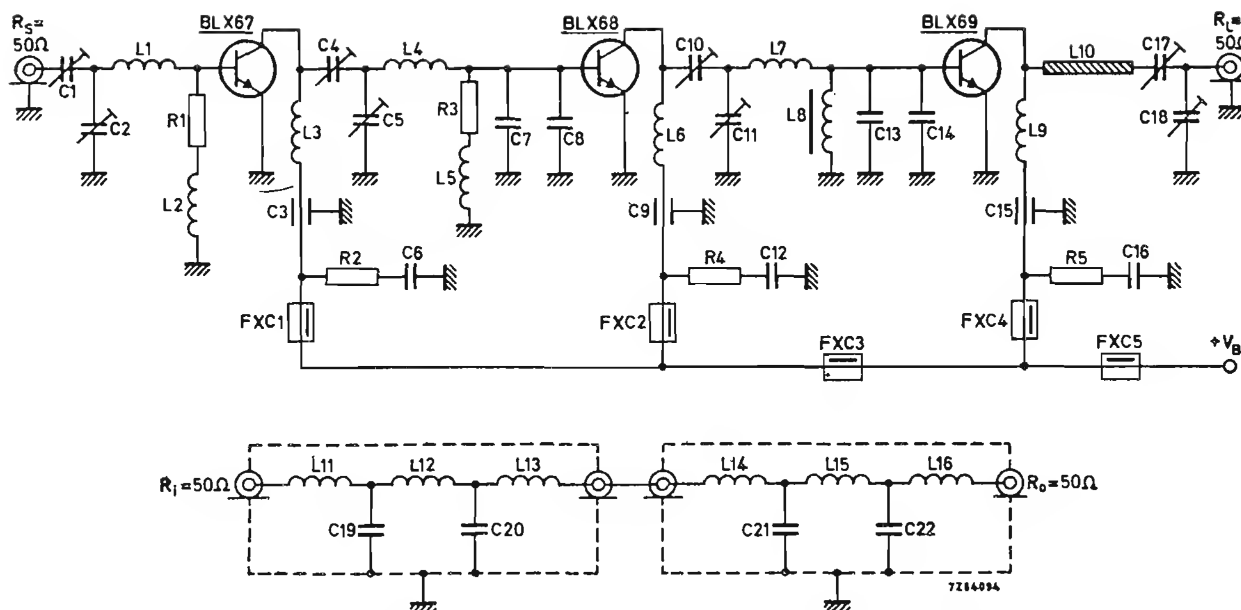


Fig. 11 - Circuito completo dell'amplificatore di potenza a tre stadi e del filtro di antenna.

Componenti

R2 R4, R5	:	*10 Ω, ± 5%*
	:	*3,3 Ω, ± 5%*
C1, C2, C4, C10, C17, C18	:	*trimmer da 1,8 a 9 pF con dielettrico a film (2222 809 05002)*
C3, C9, C15	:	*100 pF, condensatori passanti*
C5, C11	:	*trimmer da 1 a 3 pF con dielettrico a film (2222 809 05001)*
C6, C12, C16	:	*100 nF, ± 10%*
C7, C8	:	*6,8 pF, condensatori chip ceramici*
C13, C14	:	*15 pF, condensatori chip ceramici*
C19, C20, C21, C22	:	*8,2 pF condensatori chip; (regolati a 8,87 pF a 470 MHz)*
L1, L4, L7	:	*mezza spira di una striscia di rame dorato di dimensioni 3,5 mm × 0,1 mm L_1 = 12 mm; L_4 = 14 mm; L_7 = 16 mm. Queste mezze spire sono chiaramente visibili nel prototipo di fig. 13*
L2, L5	:	*13 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm avvolte molto strettamente; diametro interno = 4 mm*
L3, L6, L9	:	*2 spire di filo di rame da 1 mm; diametro = 4 mm; passo = 1,5 mm e 5 mm di terminali (sono anch'esse molto chiaramente visibili nel prototipo)*
L8	:	*10 μH microchoke (4322 057 01090)*
L10	:	*strip-line con dimensioni di 52,4 mm × 5 mm*
L11, L13, L14, L15	:	*1 spira di filo di rame da 1 mm; diametro interno = 5 mm; terminali = 6 mm*
L12, L15	:	*3 spire di filo di rame da 1 mm; diametro interno = 4 mm; passo 1 mm; terminali 6 mm*
FXC1, FXC2, FXC3, FXC4, FXC5	:	*bobine di arresto r.f. su perlina di ferroxcube.*

I numeri a 12 cifre riportati in parentesi sono i codici dei componenti quali risultano dagli handbooks Philips-Elcoma.

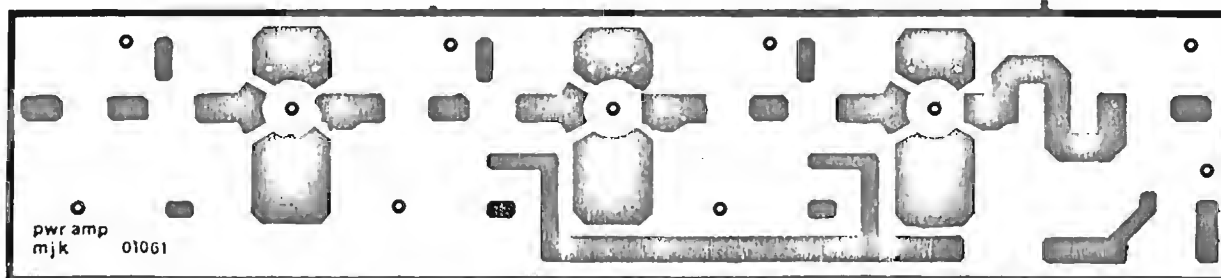


Fig. 12 - Circuito stampato visto dalla parte del rame dove vengono montati i componenti (corrisponde ai 4/5 del circuito stampato reale).

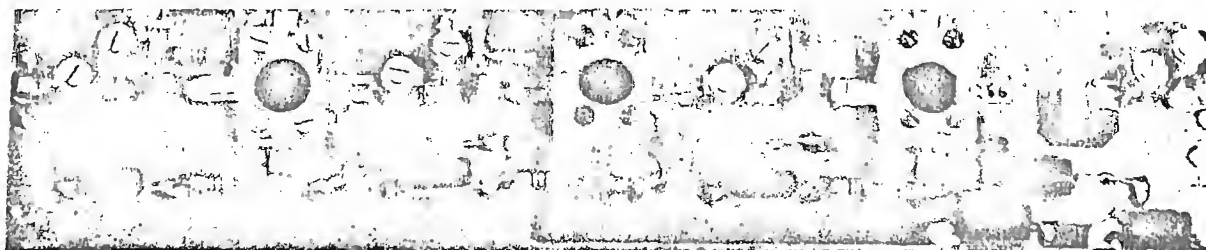


Fig. 13 - Prototipo di laboratorio dell'amplificatore descritto. I collegamenti al piano inferiore della piastra (massa) vengono effettuati mediante rivetti tubolari da 2 mm che vengono saldati al rame inferiore della piastra stessa. I collegamenti di ingresso e di uscita dell'amplificatore vengono effettuati saldando direttamente il cavo coassiale ai rivetti (massa) e alle aree metallizzate (segnale) del circuito stampato. In questo prototipo di laboratorio, i transistori sono stati fissati mediante blocchi di materiale acrilico onde consentire la loro sostituzione in caso di misure, prove ecc...

rame della parte superiore del circuito stampato dove si trovano i componenti, possono essere effettuati con rivetti tubolari da 2 mm. I collegamenti dell'ingresso e dell'uscita dell'amplificatore fanno capo a connettori per cavo coassiale saldati al rame del circuito stampato.

Appendice

Come riportato nella prima parte di questo articolo, *lo stadio di uscita* dell'amplificatore a tre stadi ora descritto, non è altro che una versione adattata di un amplificatore ad uno stadio singolo (fig. 14). Qui di seguito, riportiamo alcune caratteristiche di questo amplificatore a stadio singolo.

Frequenza di lavoro	470 MHz
Tensione di alimentazione	12,5 V
Potenza d'ingresso	6,1 W
Potenza d'uscita	17 W
Guadagno di potenza	4,5 dB
Rendimento	67 %
Larghezza di banda (0,6 dB)	450...470 MHz

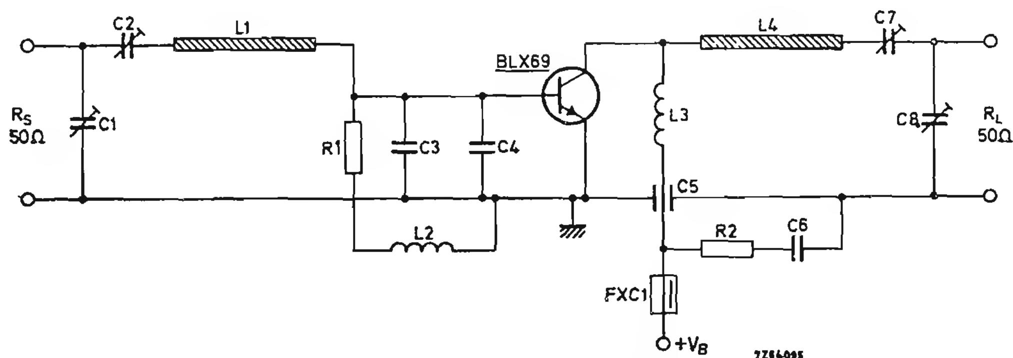


Fig. 14 - Schema elettrico dell'amplificatore di potenza ad uno stadio; potenza di uscita 17 W; frequenza 470 MHz. In questo amplificatore, le linee di trasmissione (strip-line) si trovano sia all'ingresso sia all'uscita.

Componenti

R1	:	*1 Ω, ± 5%, 1/4 W*
R2	:	*10 Ω, ± 5%, 1/4 W*
C1, C2, C7, C8	:	*1,8 - 9 condensatori trimmer, con dielettrico a film (2222 809 05002)*
C3, C4	:	*15 pF, condensatori chip ceramici (2212 669 57159)*
C5	:	*100 pF condensatori passanti*
C6	:	*33 nF, ± 10%*
L1	:	*linea di trasmissione (strip-line) con dimensioni di 40,8 mm × 5 mm*
L2	:	*13 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm avvolte strettamente; diametro interno 4 mm*
L3	:	*2 spire di filo di rame da 1 mm; diametro interno 4 mm; passo = 1,5 mm; terminali 2 × 5 mm*
L4	:	*strip-line con dimensioni di 52,4 mm × 5 mm*
FXC1	:	*bobina di arresto r.f. su perlina di ferroxcube.*

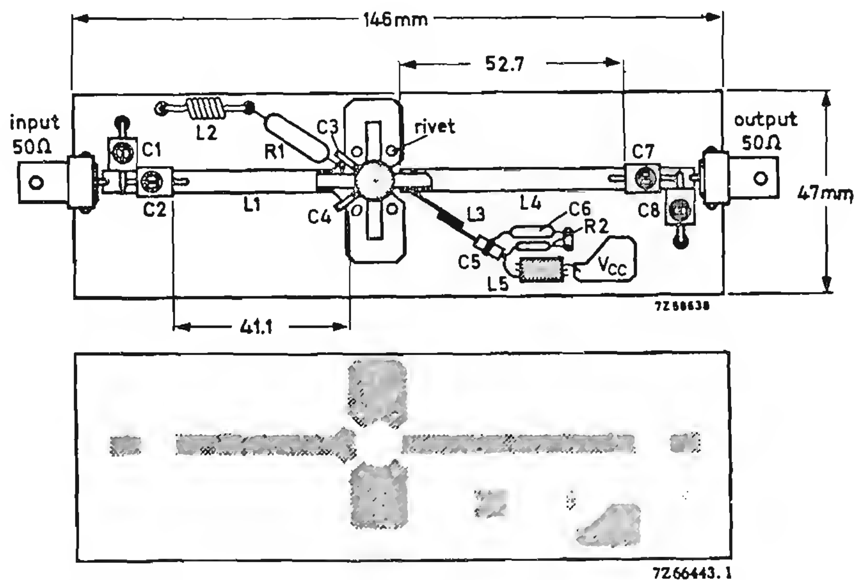


Fig. 15 - Circuito stampato dell'amplificatore di fig. 14 con e senza i componenti montati.

Amplificatori R.F. di potenza per ripetitori/trasmettitori TV, (bande I e III), apparecchiature professionali (VHF/UHF) e sistemi di trasmissione S.S.B. (Single-Side-Band)

Vengono presentati alcuni schemi elettrici di amplificatori R.F. per ripetitori/trasmettitori TV, per apparecchiature professionali operanti nelle bande UHF/VHF e per sistemi S.S.B. (Single-Side-Band)

1. INTRODUZIONE

In questo articolo illustreremo brevemente alcuni circuiti R.F. impiegati più largamente nei campi della televisione (banda I e III), delle apparecchiature professionali (VHF/UHF) e dei sistemi di trasmissione *S.S.B.* (*S*ingle *S*ide *B*and).

2. AMPLIFICATORI PER RIPETITORI/TRASMETTITORI TV IN BANDA I E III

E' noto che nei **ripetitori** per televisione, la banda di frequenze da ritrasmettere deve comprendere la informazione audio e video le quali complessivamente occupano un canale largo 6/7 MHz circa. Questa banda di frequenze deve essere amplificata in maniera *lineare*, e per questo motivo dovranno essere impiegati esclusivamente amplificatori lavoranti in *classe A*.

Al contrario, nei **trasmettitori** le due informazioni audio e video vengono trasmesse *separatamente* per cui le esigenze di linearità non sono così « imperative » come nel caso dei ripetitori. E' per questo motivo che in questi casi potranno essere impiegati amplificatori lavoranti *in classe A-B*, i quali, com'è noto, consentono di ottenere potenze e rendimenti maggiori.

Qui di seguito descriveremo brevemente amplificatori di potenza impieganti il transistore di potenza BLY93A di cui in fig. 1 diamo le dimensioni e l'indicazione dei terminali.

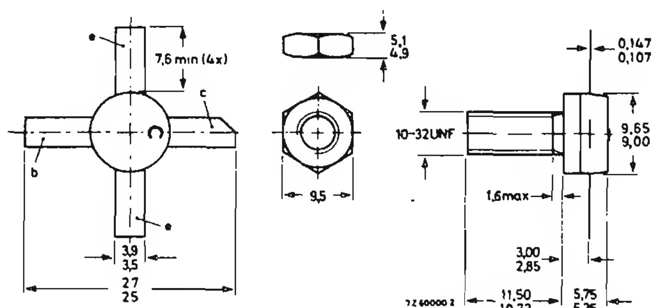


Fig. 1 - Dimensioni d'ingombro del contenitore e terminali di collegamento del BLY93A (SOT-56).

Fig. 2 - (a) Amplificatore con BLY93A, banda I TV; (b) circuito di polarizzazione per farlo lavorare in classe A.

2.1. Amplificatore per TV in banda I (canale europeo E3-54/61 MHz)

E' riportato in fig. 2. Lavora in *classe A*. Il circuito di polarizzazione è riportato in fig. 2b. Le condizioni di funzionamento del transistore sono:

$V_{CE} = 28$ V $\qquad I_C = 1$ A.

Le prestazioni più caratteristiche di questo amplificatore sono le seguenti:

Rapporto onda stazionaria all'ingresso (VSWR)	< 1,1
Guadagno in potenza	19 dB
Larghezza di banda a —1 dB	15 MHz

Se questo amplificatore viene impiegato come pilota di stadi finali di trasmettitori TV, esso potrà fornire una potenza d'uscita di 12 W (picco sincronismo) nelle seguenti condizioni di lavoro:

Compressione sincronismo	26/25%
Guadagno differenziale	95%
Fase differenziale	1°

Questo stesso amplificatore può essere impiegato in ripetitori TV come stadio finale: in questo caso, esso è in grado di fornire 10 W (picco sincronismo) con un livello di intermodulazione di —52 dB (misurata col sistema delle 3 frequenze); nel caso venisse impiegato, sempre in ripetitori TV, come pilota, la potenza di uscita sarebbe di 4,5 W (picco sincronismo) con un livello di intermodulazione di —60 dB.

Fig. 3 - a) Amplificatore, banda III TV: circuiti di polarizzazione per funzionamento in classe A (b), in classe AB (c).

2.2. Amplificatore per TV in banda III

Questo amplificatore (fig. 3a) può essere accordato su qualsiasi canale della banda III TV (174-230 MHz); può essere inoltre polarizzato in maniera da lavorare sia *in classe A* che *in classe AB*.

Qualora si decidesse di farlo lavorare in *classe A*, le condizioni di lavoro del transistore dovrebbero essere le seguenti:

$V_{CE} = 28\ V \qquad I_C = 1\ A.$

Le principali prestazioni di questo amplificatore sono le seguenti:

Guadagno in potenza	11,75 dB (accordato sul canale E12)
Larghezza di banda (a — 1 dB)	30 MHz
Rapporto onda stazionaria ingresso (VSWR)	< 1,1 oltre i 6 MHz.

Se questo amplificatore viene impiegato come *pilota* di stadi finali di trasmettitori TV, potrà fornire, nelle condizioni qui sotto specificate, una potenza di uscita di 12 W (picco sincronismo).

Compressione sincronismo	27/25%
Guadagno differenziale	98%
Fase differenziale	< 1°

Questo amplificatore può però essere impiegato anche in ripetitori per televisione; qualora fosse usato come *stadio finale*, esso potrebbe fornire una potenza di uscita di 8,25 W (picco sincronismo) con un livello di intermodulazione di — 52 dB (misurata con il sistema delle 3 frequenze); sempre in ripetitori per televisione, questo amplificatore può essere impiegato come *pilota* dello stadio finale; nel qual caso sarebbe sufficiente una potenza di uscita di 4,75 W (picco sincronismo) ma il livello di intermodulazione aumenterebbe fino a — 60 dB.

Se l'amplificatore di fig. 3a viene polarizzato in maniera da lavorare *in classe AB*, le condizioni di funzionamento del transistore dovranno essere le seguenti:

$V_{CE} = 28\ V \qquad IC\ I_{CZS} \approx 40\ mA.$

(I_{CZS} = corrente di collettore in assenza di segnale).

Nelle suddette condizioni di lavoro, le prestazioni di questo amplificatore sono le seguenti:

Guadagno in potenza	9,25 dB (accordato sul canale E12)
Larghezza di banda (a — 1 dB)	19 MHz
Rapporto onda stazionaria ingresso (VSWR)	< 1.1 oltre i 5 MHz.

Nel caso questo amplificatore dovesse essere impiegato come *pilota* di stadi finali di trasmettitori per TV, potrebbe fornire una potenza di uscita di 16 W (picco sincronismo) nelle seguenti condizioni di lavoro:

Compressione sincronismo	27/25%
Guadagno differenziale	98%
Fase differenziale	3°

3. AMPLIFICATORI PER APPARECCHIATURE VHF-UHF

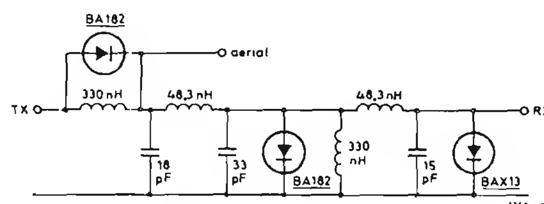
3.1. Commutatore elettronico di antenna operante nella banda dei 160 MHz realizzato con i diodi BA 182

Si tratta di un commutatore elettronico di antenna *aperiodico*, a larga banda, che può lavorare entro il campo di frequenze compreso fra 132-174 MHz. Il circuito consta di due diodi BA182 e un diodo BAX13.

Il sistema di commutazione è analogo a quello impiegato nelle celle T-R impiegate nei sistemi radar; con la differenza che, in questo caso, le linee in λ/4 sono sostituite con circuiti equivalenti e al posto delle celle T-R vengono posti dei diodi.

Essenzialmente, questi *commutatori di antenna* sono stati progettati per poter « trattare » livelli di potenza dell'ordine dei 12 W; le prove di laboratorio sono state però effettuate con livelli di potenza *doppia* di quella indicata, e ciò per essere sicuri che questi commutatori lavorino egregiamente alla potenza nominale per cui sono stati progettati. La perdita di inserzione di questo commutatore si aggira su 0,5 dB, sia in condizioni di *ricezione* che in condizioni di *trasmissione;* il fattore d'isolamento del ricevitore, in condizioni di trasmissione, ha un livello di circa 26 dB.

Di questo commutatore vengono presentate due versioni: la prima (fig. 4) non prevede alcun sistema di polarizzazione, e di conseguenza, il commutatore è completamente automatico. Evidentemente, siccome questo circuito può essere usato soltanto in trasmettitori con portante ad *ampiezza costante*, non potrà essere impiegato nei sistemi di trasmissione a modulazione di ampiezza. Per questi casi va bene il circuito di fig. 5 realizzato per essere impiegato in rice-trasmettitori AM: ad eccezione di una tensione esterna di 13,5 V, quest'ultimo commutatore non richiede altri componenti.



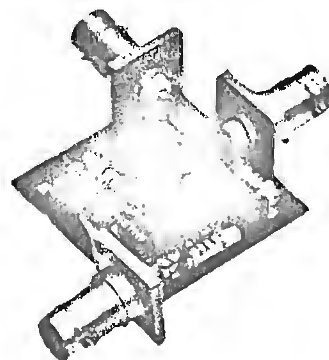
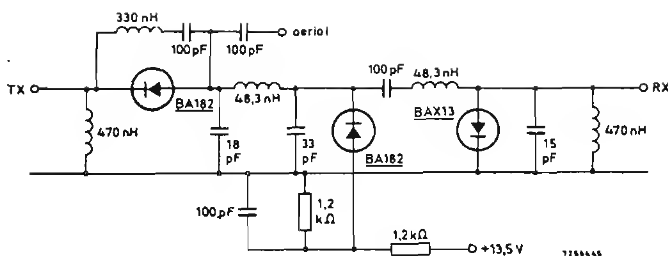


Fig. 4 - Commutatore elettronico d'antenna non polarizzato, e pertanto completamente automatico.



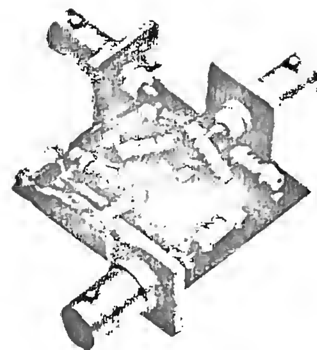


Fig. 5 - Commutatore elettronico d'antenna adatto per trasmettitori AM: ha bisogno di una tensione esterna.

3.2. Amplificatore UHF di potenza a tre stadi con potenza di uscita di 15 W

Questo amplificatore (fig. 6a) può essere impiegato in trasmettitori mobili R/T con potenza in antenna di 15 W (onda continua); può essere accordato entro la banda di frequenze compresa tra 430 e 470 MHz, e lavora con una tensione di alimentazione di 12 V.

I tre stadi sono costituiti: da un pre-pilota (BLX67), un pilota (BLX68), ed uno stadio finale (BLX69A).

V_B = tensione di alimentazione;
P_i = potenza della sorgente;
P_o = Potenza di uscita;
I_T = assorbimento complessivo di corrente dall'alimentatore;
B = larghezza di banda.

Le prestazioni di questo amplificatore di potenza sono le seguenti:

f = 470 MHz. Impedenza di carico e della sorgente = = 50 Ω.

V_B (V)	P_i (mW)	P_o (W)	Guadagno (dB)	I_T (A)	Rendim. compless. (%)	B a —1 dB
12,5	166	15	18,55	2,68	45	21 MHz
13,8	106	15	21,5	2,41	45	15,5 MHz

V_B = 12,5 V P_o = 15 W

f (MHz)	P_i (mW)	Guadagno (dB)	I_T (A)	Rendimento complessivo (%)
450	152	19,95	2,60	46
460	160	19,72	2,65	45,5
470	166	18,55	2,68	45

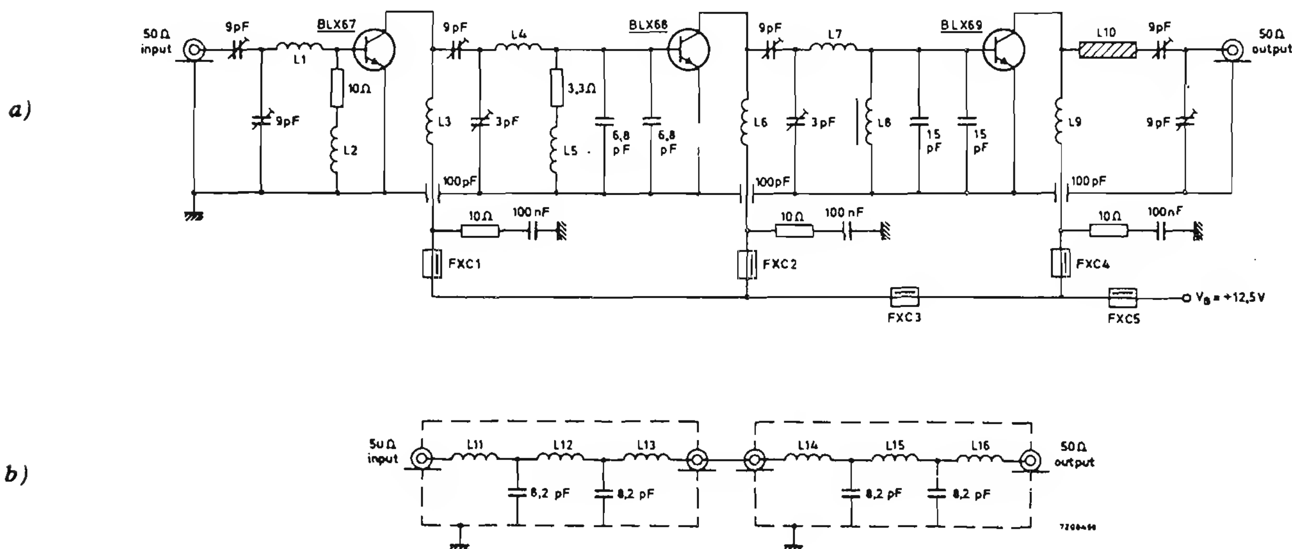


Fig. 6 - (a) Amplificatore UHF di potenza: 15 W a 470 MHz; (b) filtro passa-basso d'antenna: attenuazione della seconda armonica = 7,5 dB (BLX 69 leggi BLX 69A).

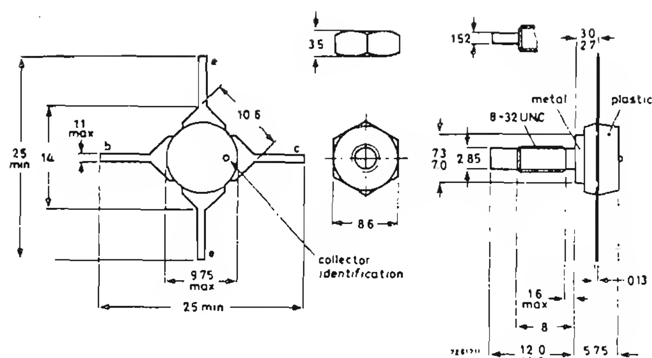
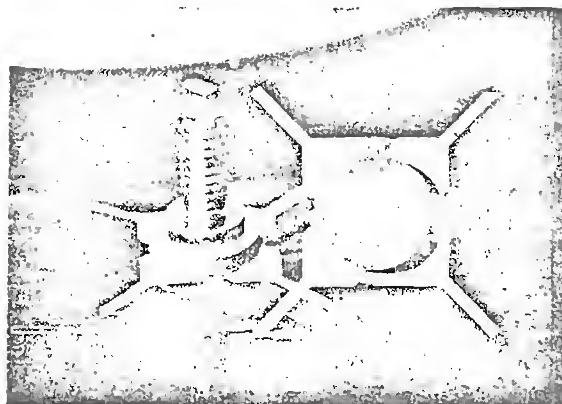
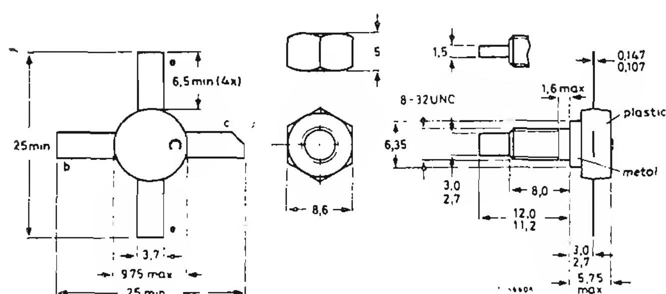
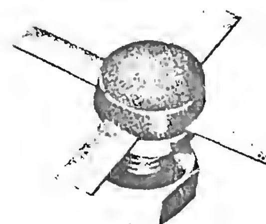





Fig. 7 - Dimensioni d'ingombro del contenitore e terminali di collegamento. (in alto) del BLX67 e BLX68 (SOT-48); (in basso) del BLX69A.

3.3. Amplificatore UHF di potenza da 40 W

Il circuito è riportato in fig. 8 (in alto), la realizzazione pratica è riportata in basso nella stessa figura. Si tratta di un amplificatore per ricetrasmettitori mobili. E' alimentato con 13,5 V, e può dare, in antenna, una potenza di 40 W. Se invece l'alimentazione fosse 12,5 V, la potenza in antenna scenderebbe a 34 W. Qualora si desiderasse inserire in antenna un filtro passa-basso capace di fornire una attenuazione di 65 dB della seconda armonica, si potrebbe impiegare quello riportato in fig. 6b.

Come indicato nella fotografia della realizzazione pratica sia all'ingresso che all'uscita vengono impiegate linee di trasmissione a strisce (strip).

Le prestazioni di questo amplificatore di potenza a 470 MHz sono le seguenti:

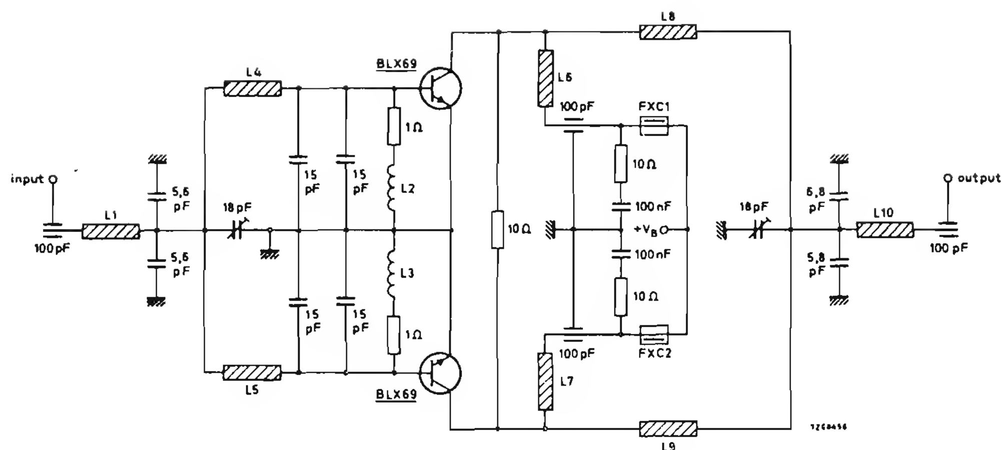
V_s (V)	P_i (W)	P_o (W)	P_{rif} (W)	VSWR	Guadagno (dB)	I_T (A)	Rendim. compless. (%)
13,5	13,5	40	0,02	1,06	4,72	4,3	69
12,5	12,0	34	0,025	1,1	4,53	4,0	68

Questo amplificatore, come del resto quello riportato in fig. 7, hanno una grande stabilità, e pertanto non producono oscillazioni parassite per un VSWR di uscita fino a 10 (fase variabile da 0 a 360°).

VSWR = rapporto tensione onda stazionaria;

P_{rif} = potenza riflessa dall'amplificatore sotto misura;

I_T = corrente complessiva assorbita dall'alimentatore.



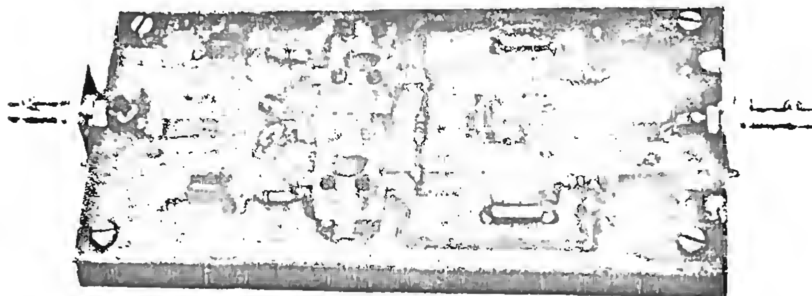


Fig. 8 - Amplificatore di potenza (40 W) ad un solo stadio. (in alto): schema elettrico; in basso: fotografia di un prototipo.

3.4. Amplificatore VHF a due stadi con potenza di uscita di 100 W alla frequenza di 175 MHz

Questo amplificatore (fig. 9) impiega nello stadio pilota un BLY90 e altri due BLY90 collegati in parallelo nello stadio finale.

Le prestazioni caratteristiche alla frequenza di 175 MHz, alla temperatura del dissipatore di 25 °C, e per una resistenza d'ingresso di 50 Ω sono le seguenti:

	$P_i = 10\,W$	$P_i = 15\,W$
V_B (V)	P_o (W)	P_o (W)
12,5	103	107
13,0	108	120
13,5	113	127

La potenza di uscita P_o viene misurata un minuto dopo la messa in funzione dell'amplificatore.

3.5. Amplificatore VHF a larga banda a due stadi con potenza d'uscita di 12 W operante nella banda dei 160 MHz

Questo amplificatore (fig. 11) può operare nella banda compresa tra 132 e 174 MHz; la variazione di guadagno entro questa banda è inferiore a 0,5 dB. L'amplificatore impiega nello stadio pilota un BLY87 e un BLY88 nello stadio finale.

Le prestazioni principali sono le seguenti:

Campo di frequenza	132-174 MHz
Tensione di alimentazione	13,8 V
Potenza di uscita	13,5 ± 1,5 W
Potenza di ingresso	250 mW
Potenza di pilotaggio riflessa	⩽ 5 mW (⩽2%)
Rendimento complessivo	⩾ 50%

Le reti di adattamento non sono altro che sezioni di filtri passa-basso Chebychev.

Fig. 9 - Amplificatore a due stadi (2 × BLY90); potenza di uscita = 100 W a 175 MHz.

Fig. 10 - Dimensioni d'ingombro del contenitore e terminali di collegamento del BLY90 (SOT-55).

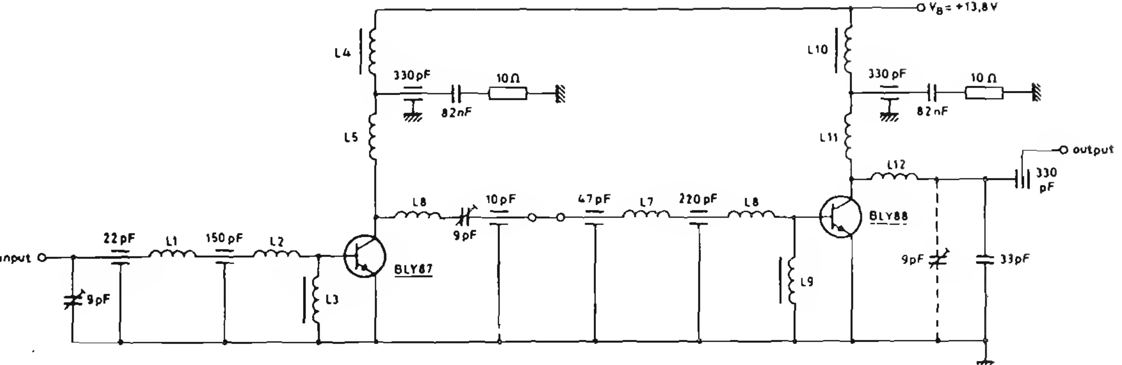


Fig. 11 - Amplificatore a larga banda (132-174 MHz) a due stadi: potenza d'uscita = 12 W.

4. AMPLIFICATORI PER SISTEMI DI TRASMISSIONE SINGLE-SIDE-BAND (S.S.B.)

4.1. Amplificatore lineare di potenza lavorante a 10 MHz con 25 W P.E.P.

Questo amplificatore (fig. 12) impiega un BDY92 e viene alimentato con 20 V. Originariamente, questo amplificatore non era destinato per impieghi S.S.B.; per questo scopo venne modificato in quanto vennero aggiunti nel circuito di polarizzazione due transistori.

Prestazioni tipiche con $V_B = 20$ V.

P_o (W PEP)	I_T (A)	Rendimento a due frequenze (%)	d3 (dB)	d5 (dB)
20	1,4	35,5	— 31	— 56
25	1,6	39,2	— 28	— 56
30	1,76	42,5	— 24	— 55

PEP = Peak Electric Power:
d3 e d5 = armoniche di terzo e di quinto ordine misurate con il sistema di misura della intermodulazione a due frequenze.

Fig. 12 - Amplificatore lineare di potenza per impieghi S.S.B.

Fig. 13 - Dimensioni d'ingombro del contenitore e terminali del BDY92 (a sinistra); e dei BD131/135 (a destra).

4.2. Moduli pilota monostadi realizzati con il BLY92A e il BLX13

Premettiamo che tutti gli amplificatori lineari che descriveremo qui di seguito operano nella banda di frequenza compresa tra 1,6 e 28 MHz. Si tratta di amplificatori lavoranti *in classe A* qualora questi vengano impiegati come *pilota*, e di amplificatori lavoranti in *classe AB* nel caso vengano impiegati come *stadi finali*. Inizialmente, accenneremo a due moduli-pilota a stadio singolo realizzati con il BLY92A e il BLX13.

Si tratta di due amplificatori destinati ad essere impiegati come pilota in sistemi S.S.B. Il primo (fig. 14) impiega un BLY92A ed è in grado di dare **3 W** PEP con un livello di intermodulazione inferiore **a** — 40 dB; il guadagno di questo amplificatore è 18 dB entro tutta la banda amplificata; il VSWR all'ingresso è inferiore a 1,3.

Il secondo amplificatore (fig. 15) impiega un BLX13, ed è in grado di dare 8 W PEP con un livello di intermodulazione superiore a — 40 dB; il guadagno complessivo è 17 dB entro tutta la banda e il VSWR di ingresso è ⩽ 1,5.

Entrambi questi amplificatori vengono alimentati da una tensione a 28 V.

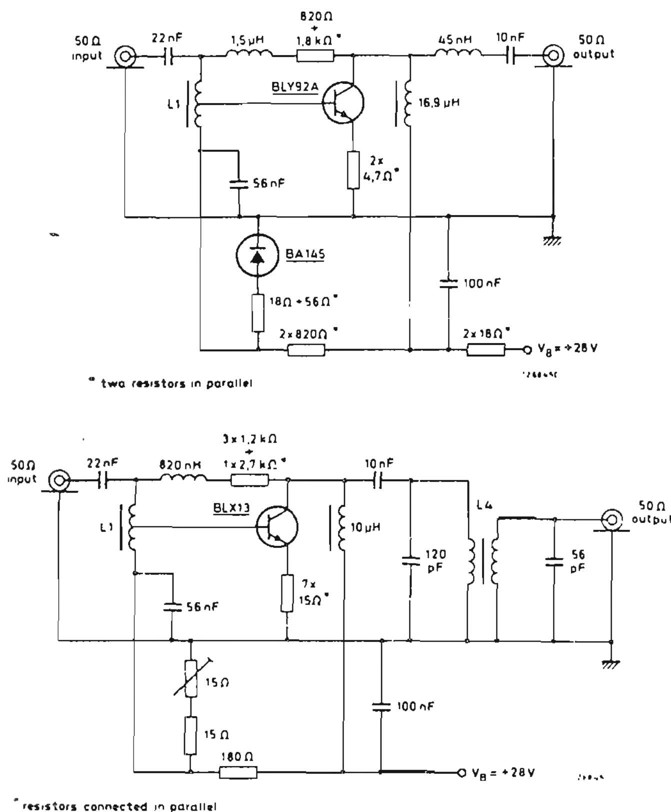


Fig. 14 - Amplificatore pilota per applicazioni S.S.B. (3 W PEP).



Fig. 15 - Amplificatore pilota per applicazioni S.S.B. (8 W PEP).

4.3. Amplificatore di potenza ad uno stadio con potenza di uscita di 25 ÷ 30 W (PEP)

Questo amplificatore (fig. 16) lavora con due BLY89A, ed è alimentato con una tensione V_B compresa tra 12,5 e 13,5 V. Può essere impiegato per trasmettitori portatili. I due BLY89A lavorano in un circuito **push-pull classe AB.** La tensione di polarizzazione dei transistori dello stadio finale è ricavata da un circuito controllato nei confronti delle variazioni della temperatura; la sua resistenza interna è molto bassa. I transistori impiegati sono due BD135.

Le prestazioni principali di questo amplificatore sono le seguenti:

Distorsione per intermodulazione fino alla massima potenza di uscita	⩽ — 30 dB
Rendimento complessivo misurato col sistema a 2 frequenze	⩾ 38%
Guadagno entro la banda amplificata	17,8 ± 0,6 dB
VSWR all'ingresso	< 1,25

4.4. Amplificatore di potenza ad uno stadio con potenza di uscita compresa tra 80 e 100 W (PEP)

Si tratta di un amplificatore lineare a larga banda (fig. 17). A destra in fig. 17 riportiamo la fotografia di un prototipo di questo amplificatore.

Le caratteristiche principali sono:

Tensione di alimentazione V_B	28 V
Distorsione per intermodulazione fino alla massima uscita	⩽ — 30 dB
Rendimento complessivo misurato col sistema delle due frequenze	⩾ 40%
Guadagno entro tutta la banda amplificata	16,8 ± 0,7 dB
VSWR all'ingresso	< 1,4

La tensione di polarizzazione necessaria per far funzionare **in classe AB** i due transistori finali **BLX14** è ottenuta, in linea di principio, con un circuito simile a quello impiegato per la polarizzazione dei transistori finali dell'amplificatore riportato in figura 16.

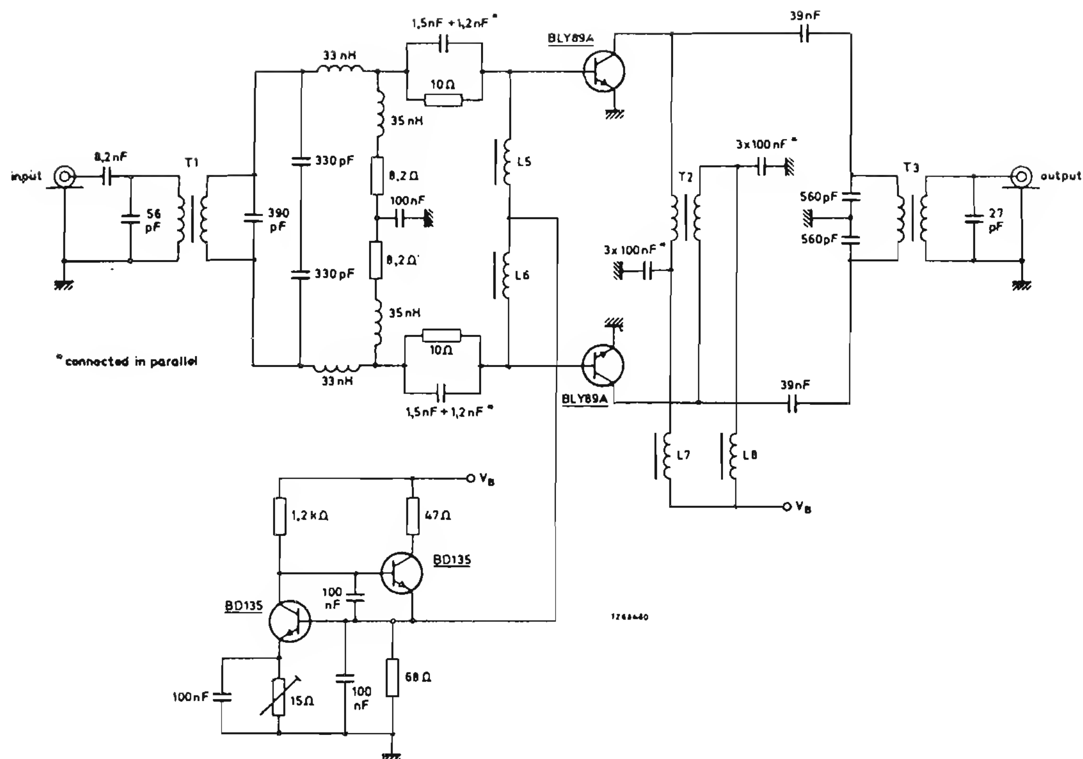


Fig. 16 - Amplificatore per trasmettitori S.S.B. fissi o mobili (25-30 W PEP $V_B = 12,5 \div 13,5$ V).

Fig. 17 - (a sinistra) Amplificatore S.S.B. con 2 × BLX14; potenza d'uscita 80 ÷ 100 W (PEP); (a destra) realizzazione pratica.

4.5. Amplificatore di potenza ad un solo stadio per 300 W (PEP) di uscita

Questo amplificatore (fig. 18) impiega due BLX15 in un circuito push-pull lavorante in *classe AB*. L'alimentazione è $V_B = 50$ V.

Le caratteristiche principali di questo amplificatore sono le seguenti:

Distorsione per intermodulazione fino alla potenza di uscita massima	$\leqslant -30$ dB
Guadagno entro tutta la banda	$16{,}8 \pm 0{,}5$ dB
VSWR all'ingresso	$< 1{,}2$

In fig. 18a è riportata ingrandita una fotografia del prototipo di laboratorio di questo amplificatore.

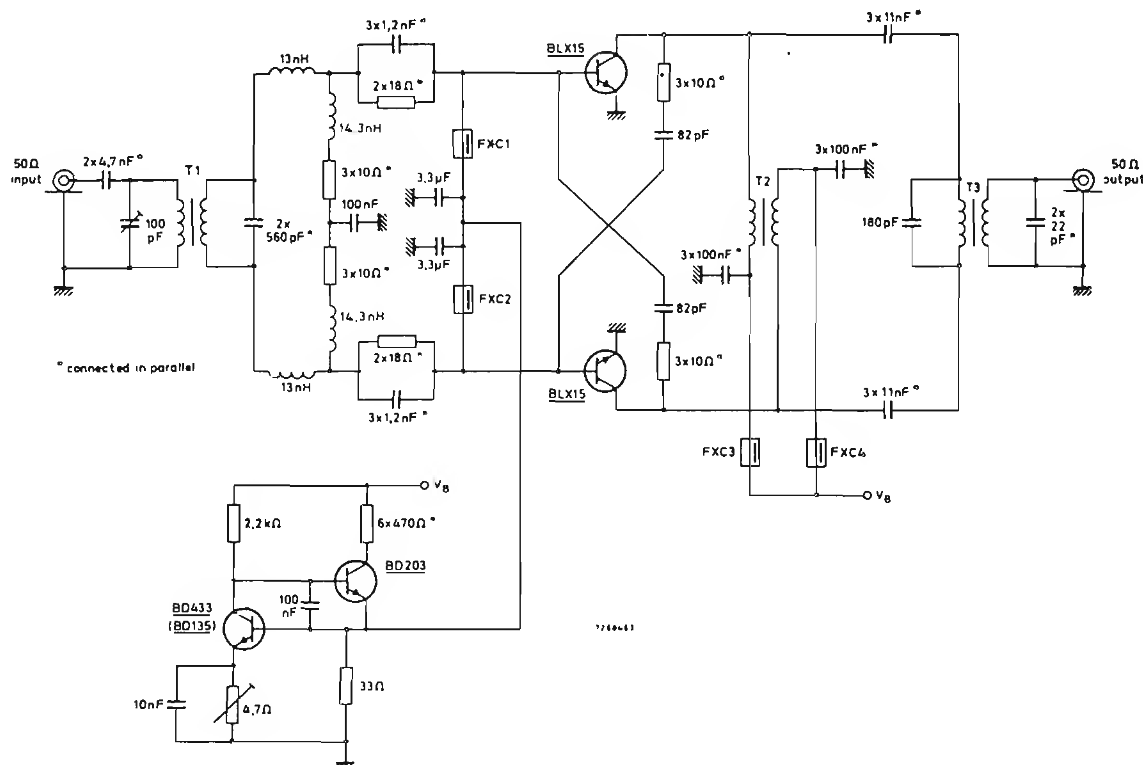


Fig. 18 - Amplificatore S.S.B. con 2 × BLX15; potenza d'uscita = 300 W.

4.6. Circuito per il pilotaggio del tubo S.S.B. YL1230

Questo amplificatore è stato realizzato per pilotare il tubo S.S.B. *YL1230* capace di fornire una potenza di uscita di 1 kW (PEP) entro la banda di frequenze compresa tra 1,6 e 28 MHz. I due transistori BLX13 lavorano in *classe A* e sono alimentati da una tensione di 28 V. Lo schema riportato in fig. 19 presenta due versioni del circuito di uscita: uno con un filtro passa-basso, l'altro senza detto filtro. Il filtro passa-basso è richiesto quando questo amplificatore viene impiegato come pilota per il tubo di potenza YL1230; in questo caso, il filtro serve ad adattare la capacità d'ingresso del tubo,

Sprovvisto del filtro, questo amplificatore può essere impiegato come stadio pilota per un trasmettitore con 300 W (PEP). Senza il filtro, l'impedenza di uscita è 50 Ω.

Nel caso che il circuito di fig. 19, munito di filtro, venga impiegato per il pilotaggio del tubo YL1230, la potenza di pilotaggio richiesta dai due BLX13 è 142 mW (PEP) $\pm 0{,}7$ dB e il VSWR di ingresso si deve mantenere al disotto di 1,66. La tensione di ingresso applicata al tubo finale deve avere una distorsione per intermodulazione $\leqslant -45$ dB.

Se l'amplificatore viene impiegato con una uscita a 50 Ω, esso è in grado di fornire 14 W (PEP) ad un livello di intermodulazione $\leqslant -41$ dB. In questo caso, il guadagno sarebbe $18{,}7 \pm 0{,}15$ dB e il VSWR di ingresso inferiore a 1,5.

Nella pagina seguente è riportata la fotografia di un prototipo di laboratorio dell'amplificatore di fig. 18

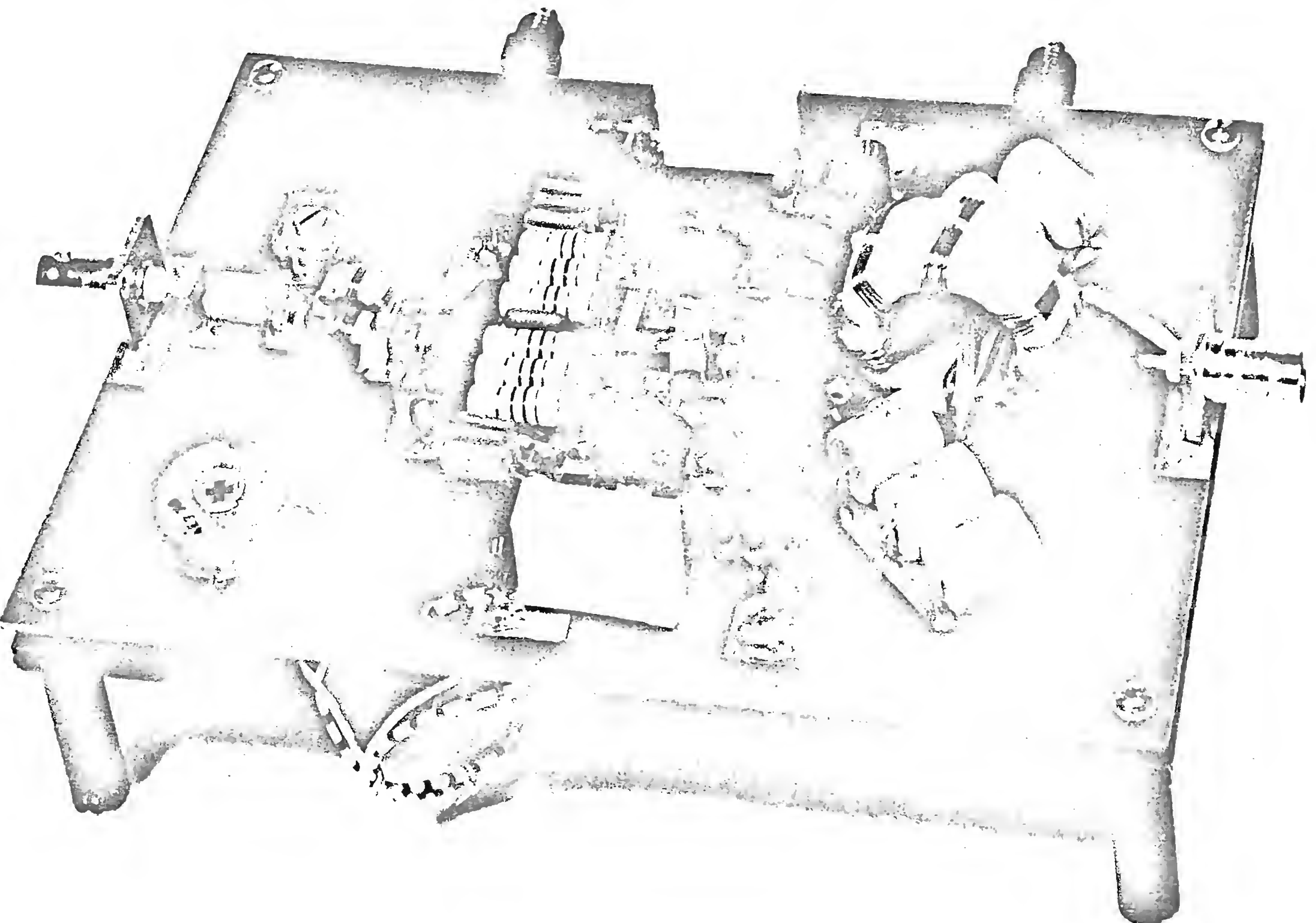
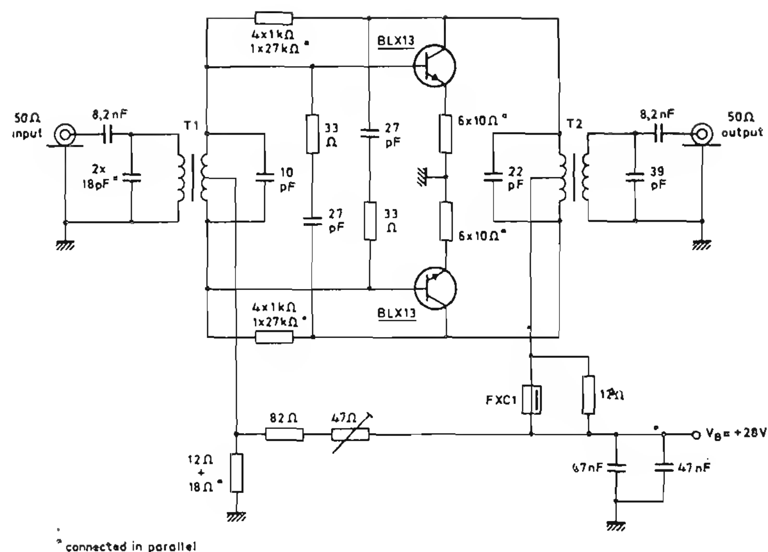
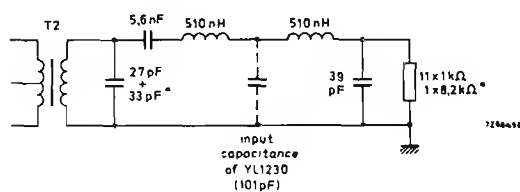


Fig. 18a





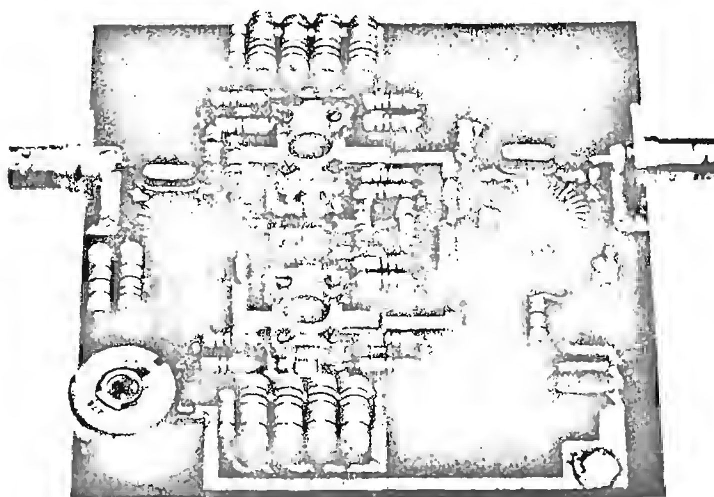


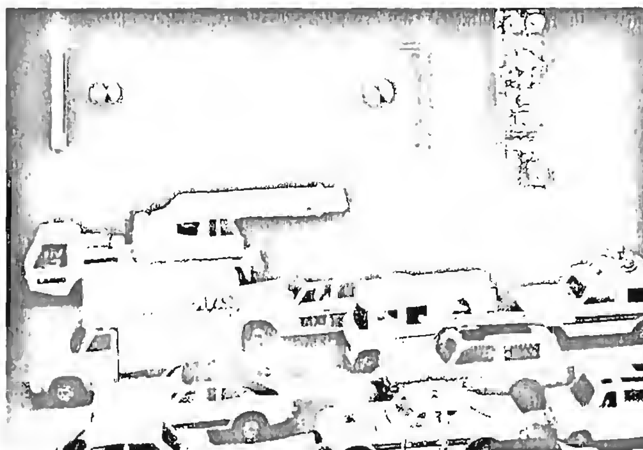
Fig. 19 - (in alto): Stadio pilota per il tubo S.S.B. YL1230; (in basso): realizzazione pratica.

GUIDA PER LA SCELTA DEI TRANSISTORI R.F.

Main r.f. power application areas with applicable transistors and modules

	type number	status code	envelope	V_{CE} V	P_L (P.E.P.) W	Gp dB
s.s.b. class-AB; f = 28 MHz;	BLY92A	C	SOT-48(2)		10	20
d_3; d_5 < −30 dB	BLY92C	D	SOT-120		10	20
	BLV21	D	SOT-123	28	10	20
	BLX13	C	SOT-56		25	18
	BLX13C	D	SOT-120		25	18
	BLW83	D	SOT-123		25	18
	BLX39	D	SOT-120	28	40	17
	BLW86	D	SOT-123		45	17
	BLX14	C	SOT-55		50	13
	BLW76	D	SOT-121A	28	80	13
	BLW77	D	SOT-121B	28	130	12
	BLX15	D	SOT-55	50	150	14
	BLW95	D	SOT-121A	50	160	14
	BLW96	N	SOT-121A	50	200	14
s.s.b. class-A; f = 28 MHz;	BLY91A	C	SOT-48(2)		1,3	
d_3; d_5 < −40 dB	BLY91C	D	SOT-120	26	1,3	20
	BLV20	D	SOT-123		1,3	
	BLY92A	C	SOT-48(2)		2,5	
	BLY92C	D	SOT-120		2,5	20
	BLV21	D	SOT-123	26	2,5	20
	BLX13	C	SOT-56		8	18
	BLX13C	D	SOT-120		8	20
	BLW83	D	SOT-123		10	20
	BLX39	D	SOT-120	26	15	18
	BLW86	D	SOT-123		17	20
	BLW78	D	SOT-121A		30	18
s.s.b. class-AB; f = 28 MHz;	BLY88A	C	SOT-48(2)			
d_3; d_5 < −30 dB	BLY88C	D	SOT-120	13,5	10	18
	BLV11	D	SOT-123			
	BLY89A	C	SOT-56			
	BLY89C	D	SOT-120	13,5	15	18
	BLW87	D	SOT-123			
	BLW60	C	SOT-56			
	BLW60C	D	SOT-120	12,5	30	18
	BLW85	D	SOT-123			
s.s.b. class-A; f = 28 MHz;	BLY87A	C	SOT-48(2)			
d_3; d_5 < −40 dB	BLY87C	D	SOT-120	12	1	18
	BLV10	D	SOT-123			
	BLY88A	C	SOT-48(2)			
	BLY88C	D	SOT-120	12	2	18
	BLV11	D	SOT-123			
	BLY89A	C	SOT-56			
	BLY89C	D	SOT-120	12	6	18
	BLW87	D	SOT-123			

selection guide



	type number	status code	envelope	f MHz	V_{CE} V	P_L W	G_p dB
v.h.f. base stations; class-B operation	2N3866	D	TO-39 (1)			1	15
	BFS23A	D	TO-39 (1)			4	10
	BLY91A	C	SOT-48 (2)	175	28	8	12
	BLY91C	D	SOT-120			8	12
	BLV20	D	SOT-123			8	12
	BLY92A	C	SOT-48 (2)			15	10
	BLY92C	D	SOT-120			15	10
	BLV21	D	SOT-123	175	28	15	10
	BLY93A	C	SOT-56			25	9
	BLY93C	D	SOT-120			25	9
	BLW84		SOT-123	175		25	9
	BLX39		SOT-120	175		45	7,5
	BLW86	D	SOT-123	175	28	45	7,5
	BLY94		SOT-55	175		50	7
	BLW76		SOT-121A	108		80	8
	BLW78		SOT-121A	150	28	100	6
	BLW77	D	SOT-121B	87,5	28	130	7,5
	BLX15		SOT-55	108	50	150	7,5
	BLW95		SOT-121A	108	50	160	7,0
v.h.f. mobile transmitters; class-B operation	2N4427	D	TO-39 (1)		12	1	10
	BFQ42	D	TO-39 (1)		13,5	2	11
	BFS22A	D	TO-39 (1)	175	13,5	4	8
	BFQ43	D	TO-39 (3)		13,5	4	12
	BLY87A	C	SOT-48 (2)		13,5	8	9
	BLY87C	D	SOT-120			8	12
	BLV10	D	SOT-123			8	9
	BLW29	D	SOT-120	175	13,5	15	10
	BLY88A	C	SOT-48 (2)			15	7,5
	BLY88C	D	SOT-120			15	7,5
	BLV11	D	SOT-123			15	7,5
	BLY89A	C	SOT-56			25	6
	BLY89C	D	SOT-120	175	13,5	25	6
	BLW87	D	SOT-123			25	6
	BLW31	D	SOT-120			28	9
	BLW60	C	SOT-56			45	5,5
	BLW60C	D	SOT-120	175	12,5	45	5,5
	BLW85	D	SOT-123			45	5
	BLY90	D	SOT-55			50	5
v.h.f. modules for mobile transmitters	BGY32	D		68- 88	12,5	18	22,6
	BGY33	D	SOT-132	80-108	12,5	18	22,6
	BGY35	D		132-156	12,5	18	20,8
	BGY36	D		148-174	12,5	18	20,8
	BGY38	N		156-163	13,5	31	21
u.h.f. modules for mobile transmitters	BGY22			380-512	13,5	2,5	17
	BGY22A	D	SOT-75A	420-480	12,5	2,5	17
	BGY23			380-480	13,5	7,0	4,5
	BGY23A			420-480	12,5	7,0	4,5

TV transposer types **BLW32 - BLW33 - BLW34** for application in band IV/V.

- Au-Au metallization for high reliability
- high power gain offering cheaper line-up
- sophisticated ion-implantation technology
- modern encapsulation giving optimum heatsinking
- complete line-up with small-signal driver transistors

	type number + status code		envelope	f MHz	V_{CE} V	P_L W	G_p dB
u.h.f. base stations class-B operation	2N3866	D	TO-39(1)			1	7
	BLX91A	D	SOT-48(1)			1	11
	BLX92A	D	SOT-48(1)	470	28	2,5	11
	BLX93A	D	SOT-48(1)			7	8,5
	BLX94A	D	SOT-48(2)			25	6
	BLX95	D	SOT-56			40	4,5
u.h.f. mobile transmitters class-B operation	BLX65	D	TO-39(1)			2	6
	BLW79	D	SOT-122			2	9
	BLX66	D	SOT-48(4)	470	12,5	2,5	8,5
	BLX67	C	SOT-48(1)			2,5	8,5
	BLW80	D	SOT-122			4	8
	BLX68	C	SOT-48(1)		12,5	7	5
	BLW81	D	SOT-122	470	12,5	10	6
	BLX69A	D	SOT-48(2)		13,5	20	4
	BLW82	D	SOT-119		12,5	30	5

				f MHz	V_{CE} V	$P_{o\,sync}$ W	G_p dB	I_C mA	d_{im} dB
TV transmitters; TV transposers band III; class-A operation	BLX91A		SOT-48(1)			0,45	17	75	
	BLX92A		SOT-48(1)			0,7	17	115	
	BLX93A	D	SOT-48(1)	225	25	1,6	15	260	55
	BLX94A		SOT-48(2)			5	12	800	
	BLW64		SOT-56			10	10	1600	
	BLW75		SOT-105			14	8	2400	
	BLV33	N	NO–207B	225	25	19	9	3250	
TV transmitters; TV transposers band IV-V; class-A operation	BFR96		SOT-37(2)		10	0,08	10	50	
	BFQ34		SOT-122		15	0,3	10	120	
	BLW32	D	SOT-122	860	25	0,5	12	150	60
	BLX96	C	SOT-48(3)		25	0,5	6	250	
	BLW33	D	SOT-122		25	1,0	10	300	
	BLX97	C	SOT-48(3)			1,0	5,5	500	
	BLW34	D	SOT-122	860	25	1,8	9	600	60
	BLX98	C	SOT-48(2)			3,5	5	850	
	BLW98	D	SOT-122			3,5	6,5	850	

	type number	status code	envelope	f GHz	V_{CE} V	P_L W	G_p dB
Microwave transistors	PKB20010U	D	F053	2,0	28	12	6
	PKB23001U	D	F053	2,3	28	1,5	7
	PKB23005U	D	F053	2,3	28	8	7,2

line-ups

Recommended circuit line-ups in the main r.f. power application areas. A comprehensive range of output power levels is indicated together with our recommended types in the particular line-up configuration. The necessary input power level for each line-up is indicated in the first column. More detailed application information as well as computer aided design parameters are available on request.

S.S.B. transmitters (1,5 to 30 MHz)

input power mW	1st stage		2nd stage		3rd stage	P_L (P.E.P.) W	V_{CE} V	stud S flange F
30	BLY87C	*	2 x BLY89C			30	13	S
30	BLV10	*	2 x BLW87			30		F
50	BLY88C	*	2 x BLW60C			50		S
50	BLV11	*	2 x BLW85			50		F
100	BLY89C	*	4 x BLW60C			100		S
100	BLW87	*	4 x BLW85			100		F
50	BLY91C	*	2 x BLX13C			50	28	S
50	BLV20	*	2 x BLW83			50		F
150	BLW83	*	2 x BLW76			150		F
250	2 x BLW83	*	2 x BLW77			250		F
500	2 x BLW86	*	4 x BLW77			450		F
300	2 x BLX13C	**	2 x BLX15			300	50	S
300	2 x BLW83	**	2 x BLW95			300		F
600	2 x BLX39	**	4 x BLX15			550		S
600	2 x BLW86	**	4 x BLW95			550		F
40	BLY91C	**	2 x BLW78	**	8 x BLX15	1000		S/F
40	BLV20	**	2 x BLW78	**	8 x BLW95	1000		F

Military communication transmitters (25 to 80 MHz)

input power mW	1st stage		2nd stage	3rd stage	P_L W	V_{CE} V	stud S flange F
30	2N4427	*	2 x BLY87C		15	13	S
30	2N4427	*	2 x BLV10		15		F
60	BLY87C	*	2 x BLY88C		25		S
60	BLV10	*	2 x BLV10		25		F
100	BLY87C		2 x BLY89C		50		S
100	BLV10		2 x BLW87		50		F
50	BLY91C		2 x BLX13C		60	28	S
50	BLV20		2 x BLW83		60		F
100	BLY91C		2 x BLX39		90		S
100	BLV20		2 x BLW86		90		F
15	BLV20	*	2 x BLV20	2 x BLW78	200		F
25	BLV20	*	2 x BLW83	2 x BLW77	250		F

* Class-A operation.
** 28 V supply voltage; class-A operation.

Mobile transmitters (68 to 87,5 MHz)

input power mW	1st stage	2nd stage	3rd stage	P_L W	V_{CE} V	stud S flange F
20	2N4427	BLY87C		8		S
20	2N4427	BLV10		8		F
35	2N4427	BLW29		14		S
10	BSX19	BGY32		18	13	F
70	BFQ42	BLW31		28		S
160	BFQ43	BLW60C		45		S
160	BFQ43	BLW85		45		F

Base stations (68 to 87,5 MHz)

input power mW	1st stage	2nd stage	3rd stage	P_L W	V_{CE} V	stud S flange F
65	BFS23A	BLY93C		25	28	S
65	BFS23A	BLW84		25	28	F
125	BLX92A	BLX39		50	28	S
15	2N3866	BLV21	BLW78	100	28	F
50	2N3866 **	BLY93C **	BLX15	150	50	S
50	2N3866 **	BLW84 **	BLW95	150	50	F

F.M. broadcast transmitters (87,5 to 108 MHz)

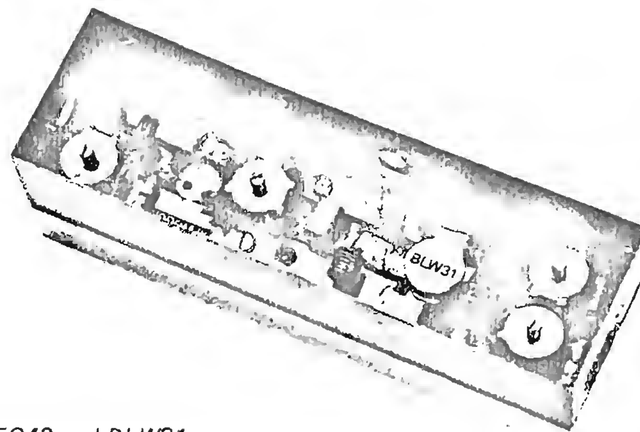
input power mW	1st stage	2nd stage	3rd stage	P_L W	V_{CE} V	stud S flange F
100	BGY33	2 x BLW85		80	13	F
140	BLX92A	BLX39		50	28	S
40	2N3866	BLV21	BLW78	100	28	F
75	BLX92A **	BLX39 **	BLX15	150	50	S
75	BLX92A **	BLW86 **	BLW95	150	50	S/F
140	BLX92A **	BLX39 **	2 x BLX15	250	50	S
140	BLX92A **	BLW86 **	2 x BLW95	250	50	S/F

A.M. aircraft transmitters (118 to 136 MHz)

input power mW	1st stage	2nd stage	3rd stage	$P_{L(carr)}$ W	V_{CE} V	stud S flange F
110	BLX92A	BLY93C		6		S
240	BLY91C	BLX39		12		S
240	BLV20	BLW86		12	13/28	F
100	BLX92A	BLY93C	BLW78	25		S/F
100	BLX92A	BLW84	BLW78	25		S/F

** 28 V supply voltage.

line-ups



V.H.F. power amplifier with BFQ43 and BLW31.

Portable and mobile transmitters (132 to 174 MHz)

input power mW	1st stage	2nd stage	3rd stage	P_L W	V_{CE} V	stud S flange F
40	2N4427	BFQ43		**2**	7,5	–
100	2N4427	BLY87C		**8**	13	S
100	2N4427	BLV10		**8**	13	F
125	BFQ42	BLW29		**14**	13	S
150	BGY36			**18**	13	F
250	BFQ43	BLW31		**28**	13	S
120	BFQ42	BLW29	BLW60C	**45**	13	S
150	BGY36	BLW85		**45**	13	F

Base stations (132 to 174 MHz)

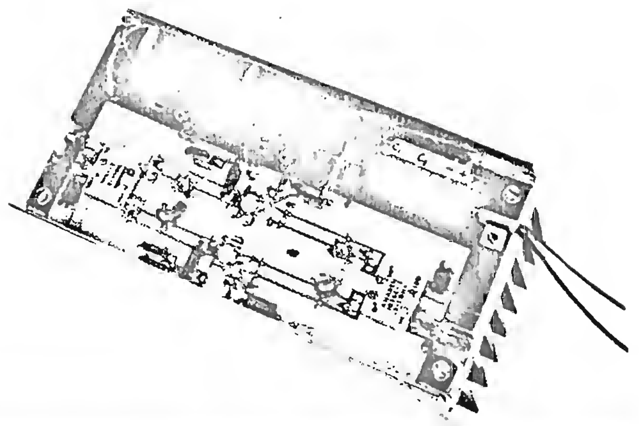
input power mW	1st stage	2nd stage	3rd stage	P_L W	V_{CE} V	stud S flange F
200	BLY91C	BLY93C		**25**		S
200	BLV20	BLW84		**25**		F
25	2N3866	BLY91C	BLX39	**50**	28	S
25	2N3866	BLV20	BLW86	**50**		F
200	BFS23A	BLY93C	2 x BLX39	**100**		S
200	BFS23A	BLW84	2 x BLW86	**100**		F

TV transmitters and transposers (Band III: 174 to 230 MHz)

input power mW	1st stage	2nd stage	3rd stage	4th stage	P_o sync W	V_{CE} V	stud S flange F
15	BLX93A	BLW64	2 x BLW75		**25**		
60	BLX94A	BLW75	4 x BLW75		**50**	25	S
10	BLX93A	BLW64	2 x BLW75	8 x BLW75	**100**		

Portable and mobile transmitters (400 to 470 MHz)

input power mW	1st stage	2nd stage	3rd stage	4th stage	P_L W	V_{CE} V	stud S flange F
15	BFR96	BLW79	BLW80		**2**	7,5	S
50	BLW79	BLW80	BLW81		**10**	13	S
220	BLW79	BLW81	BLX69A		**18**	13	S
50	BLW79	BLW80	BLW81	BLW82	**30**	13	S/F



TV transposer wide-band amplifier with 2 x BLW98.

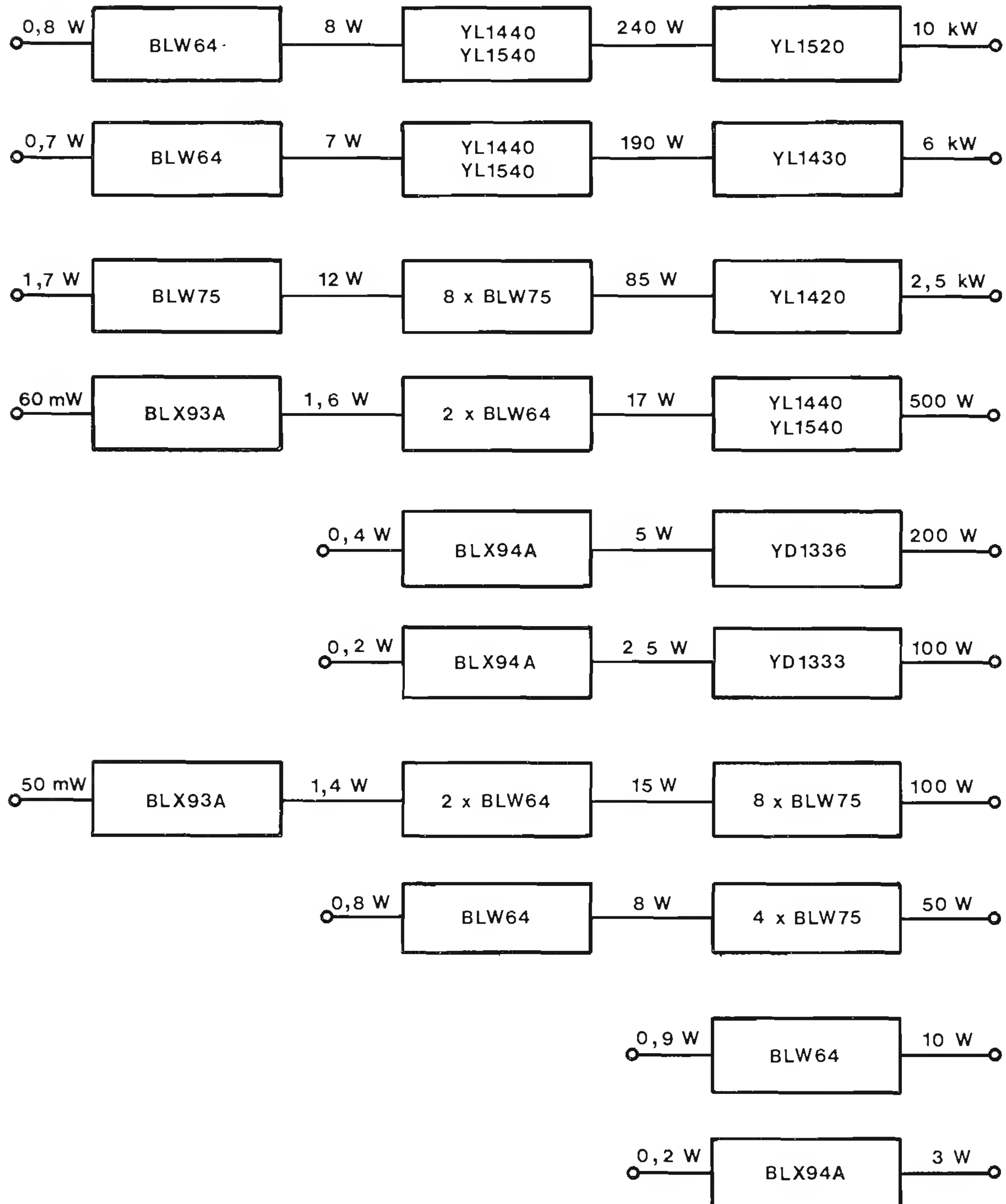
Base stations (400 to 470 MHz)

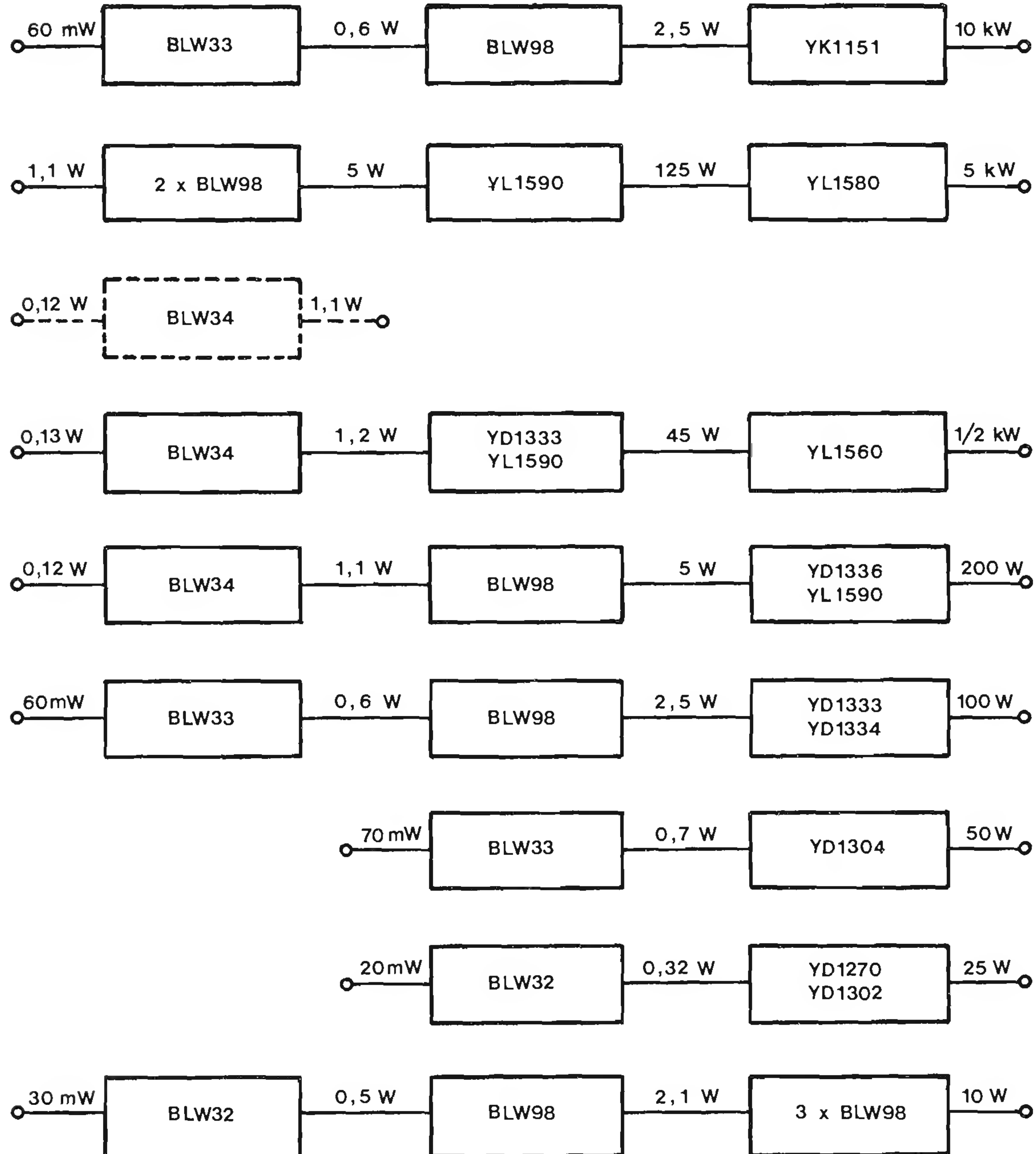
input power mW	1st stage	2nd stage	3rd stage	4th stage	P_L W	V_{CE} V	stud S flange F
70	BLX91A	BLX93A	BLX94A		**25**	28	S
70	BLX91A	BLX93A	BLX94A	2 x BLX95	**72**		

TV transmitters and transposers (Band IV/V: 470 to 860 MHz)

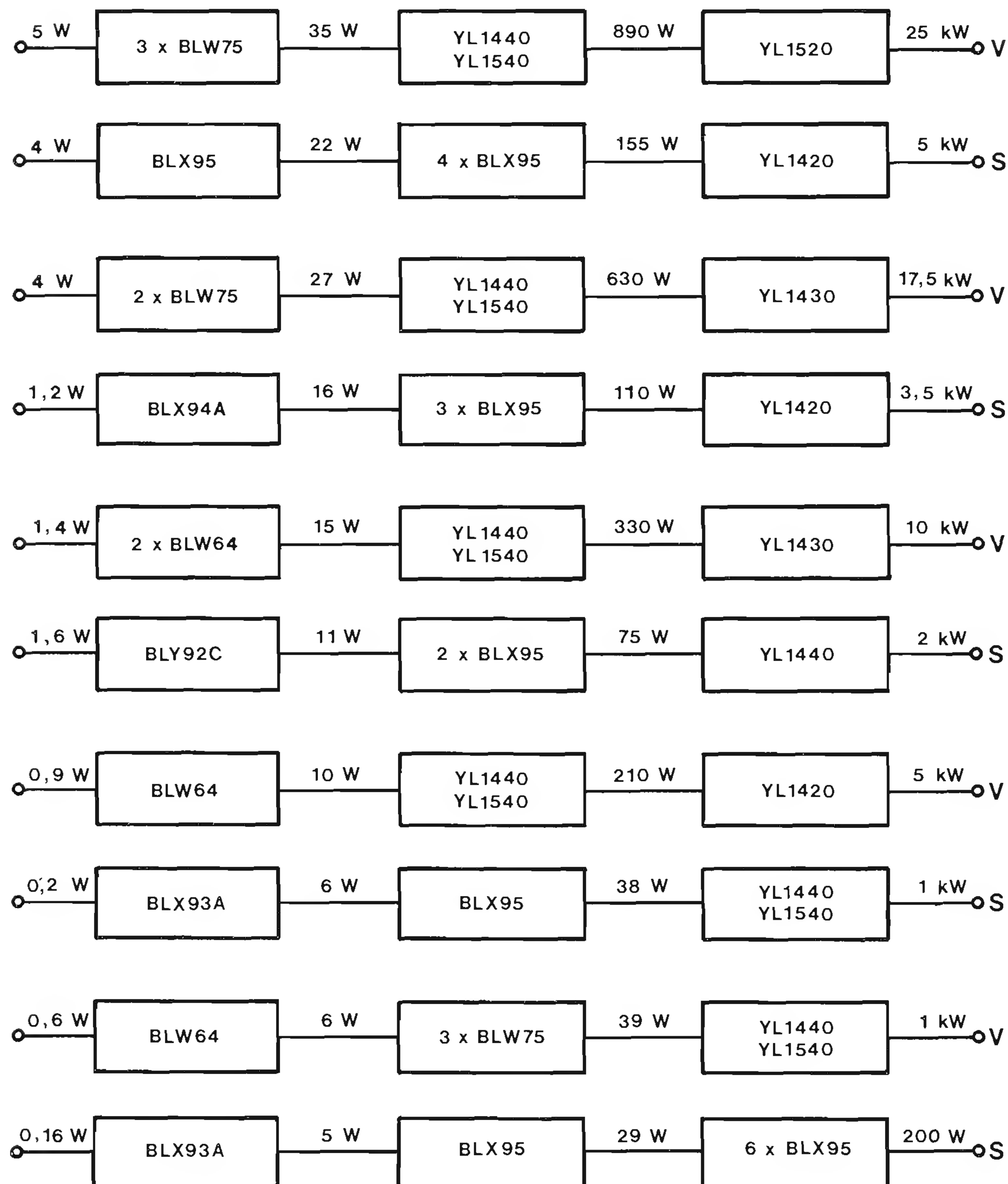
input power mW	1st stage	2nd stage	3rd stage	4th stage	$P_{o\ sync}$ W	V_{CE} V	stud S flange F
7	BFQ34	BLW34	BLW98		**3**	25	S
3	BFQ34	BLW33	BLW98	2 x BLW98	**6**		
5	BLW32	BLW34	2 x BLW98	4 x BLW98	**12**		

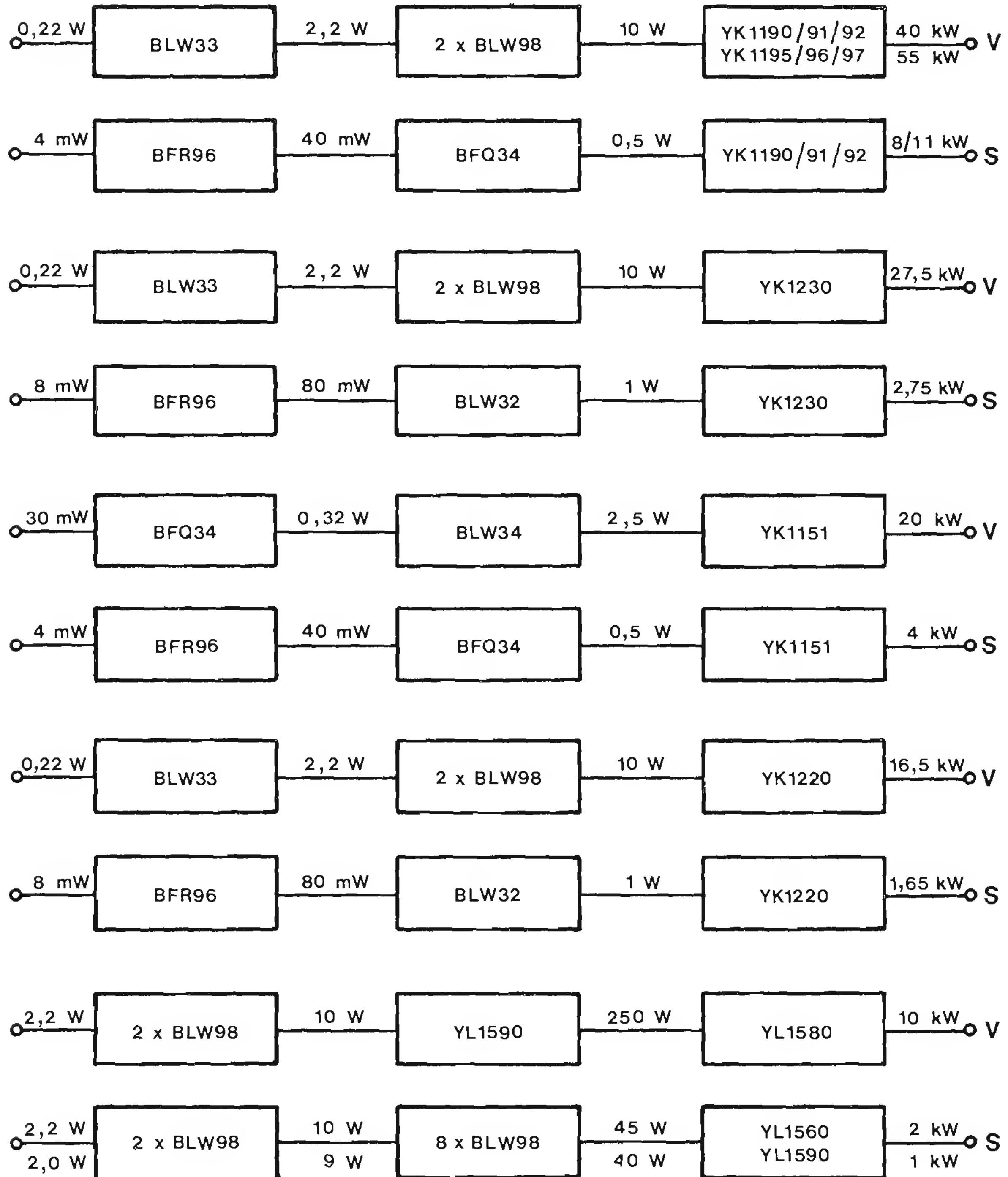
BAND III TRANSPOSERS




60 mW
BLW33
0,6 W
BLW98
2,5 W
YK1151
10 kW
1,1 W
2 x BLW98
5 W
YL1590
125 W
YL1580
5 kW
0,12 W
BLW34
1,1 W
0,13 W
BLW34
1,2 W
YD1333
YL1590
45 W
YL1560
1/2 kW
0,12 W
BLW34
1,1 W
BLW98
5 W
YD1336
YL1590
200 W
60mW
BLW33
0,6 W
BLW98
2,5 W
YD1333
YD1334
100 W
70 mW
BLW33
0,7 W
YD1304
50 W
20mW
BLW32
0,32 W
YD1270
YD1302
25 W
30 mW
BLW32
0,5 W
BLW98
2,1 W
3 x BLW98
10 W

BAND III TRANSMITTERS




0,22 W
BLW33
2,2 W
2 x BLW98
10 W
YK1190/91/92
YK1195/96/97
40 kW
55 kW
V
4 mW
BFR96
40 mW
BFQ34
0,5 W
YK1190/91/92
8/11 kW
S
0,22 W
BLW33
2,2 W
2 x BLW98
10 W
YK1230
27,5 kW
V
8 mW
BFR96
80 mW
BLW32
1 W
YK1230
2,75 kW
S
30 mW
BFQ34
0,32 W
BLW34
2,5 W
YK1151
20 kW
V
4 mW
BFR96
40 mW
BFQ34
0,5 W
YK1151
4 kW
S
0,22 W
BLW33
2,2 W
2 x BLW98
10 W
YK1220
16,5 kW
V
8 mW
BFR96
80 mW
BLW32
1 W
YK1220
1,65 kW
S
2,2 W
2 x BLW98
10 W
YL1590
250 W
YL1580
10 kW
V
2,2 W
2,0 W
2 x BLW98
10 W
9 W
8 x BLW98
45 W
40 W
YL1560
YL1590
2 kW
1 kW
S

abridged data

For detailed information
Handbook SC4a

type number	status code	envelope	mode of operation	f MHz	V_{CE} V	output power W	Gp dB
BFQ42	D	TO-39(1)	c.w. class-B	175	13,5	2	11
BFQ43		TO-39(3)			13,5	4	12
BFS22A		TO-39(1)			13,5	4	8
BFS23A		TO-39(1)			28	4	10
BGY22	D	SOT-75A	c.w.	380-512	13,5	2,5	17
BGY22A				420-480	12,5	2,5	17
BGY23				380-480	13,5	7	4,5
BGY23A				420-480	12,5	7	4,5
BGY32	D	SOT-132	c.w.	68- 88	12,5	18	22,6
BGY33	D			80-108	12,5	18	22,6
BGY35	D			132-156	12,5	18	20,8
BGY36	D			148-174	12,5	18	20,8
BGY38	N			156-163	13,5	31	21
BLV10	D	SOT-123	c.w. class-B	175	13,5	8	9
BLV11					13,5	15	8
BLV20					28	8	12
BLV21					28	15	10
BLV33	N	NO-207B	class-A	225	25	19	9
BLW29	D	SOT-120	c.w. class-B	175	13,5	15	10
BLW31						28	9
BLW32	D	SOT-122	class-A	860	25	0,5 (note 1)	11
BLW33						1,0 (note 1)	10
BLW34						1,8 (note 1)	9
BLW60	C	SOT-56	c.w. class-B	175	12,5	45	5,5
			s.s.b. class-AB	1,6-28	12,5	3-30 (note 2)	19,5
BLW60C	D	SOT-120	c.w. class-B	175	12,5	45	5,5
			s.s.b. class-AB	1,6-28	12,5	3-30 (note 2)	19,5
BLW64	D	SOT-56	class-A	224,25	25	10 (note 3)	9,5
BLW75		SOT-105				14 (note 3)	8
BLW76	D	SOT-121A	s.s.b. class-AB	1,6-28	28	8-80 (note 2)	13
			c.w. class-B	108		80	7,9
BLW77	D	SOT-121B	s.s.b. class-AB	1,6-28	28	15-130 (note 2)	12
			c.w. class-B	87,5		130	7,5
BLW78	D	SOT-121A	c.w. class-B	150	28	100	6
			s.s.b. class-A	28	26	30 (note 4)	19,5
BLW79	D	SOT-122	c.w. class-B	470	12,5	2	9
				175			13,5
BLW80	D	SOT-122	c.w. class-B	470	12,5	4	8
				175			15

Notes: 1. P_o sync at $d_{im} < -60$ dB. 2. P.E.P. at $d_3 < -30$ dB. 3. P_o sync at $d_{im} < -55$ dB. 4. P.E.P. at $d_3 < -40$ dB.

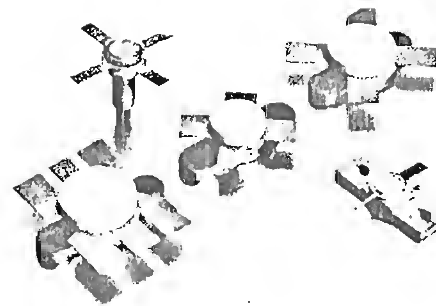
Our data handbooks are unique in the amount of information they contain. For standard operating conditions:

- read-off curves for power gain, input impedance, output impedance versus operating frequency
- circuit schematic
- print layout
- component mounting diagram
- VSWR curves
- d.c. SOAR curve
- r.f. SOAR curve

type number	status code	envelope	mode of operation	f MHz	V_{CE} V	output power W		Gp dB
BLW81	D	SOT-122	c.w. class-B	470 175	12,5	10		6 13,5
BLW82	D	SOT-119	c.w. class-B	470	12,5 13,5	30		5 6,1
BLW83	D	SOT-123	s.s.b. class-A s.s.b. class-AB	1,6-28	26 28	0-10 3-30		20 21
BLW84	D	SOT-123	c.w. class-B	175	28	25		9
BLW85	D	SOT-123	c.w. class-B s.s.b. class-AB	175 1,6-28	12,5	45 3-30	 (note 1)	5 19,5
BLW86	D	SOT-123	c.w. class-B s.s.b. class-AB s.s.b. class-A	175 1,6-28 1,6-28	28 28 26	45 5-47,5 17	 (note 1) (note 2)	7,5 19 22
BLW87	D	SOT-123	c.w. class-B	175	13,5	25		6
BLW95	D	SOT-121A	s.s.b. class-AB	28	50	160		14
BLW96	N	SOT-121A	s.s.b. class-AB	1,6-28	50	200	(note 1)	13,5
BLW98	D	SOT-122	class-A	860	25	3,5	(note 3)	6,5
BLX13	C	SOT-56	s.s.b. class-A s.s.b. class-AB c.w. class-B	28 28 70	26 28 28	0-8 25 25	(note 2) (note 1) 	18 18 17
BLX13C	D	SOT-120	s.s.b. class-A s.s.b. class-AB	1,6-28	26 28	0-8 3-25	(note 2) (note 1)	20 21
BLX14	C	SOT-55	s.s.b. class-A s.s.b. class-AB c.w. class-B c.w. class-B	1,6-28 1,6-28 70 30	28	15 7,5-50 50 50	(note 2) (note 1) 	13 13 7,5 16
BLX15	D	SOT-55	s.s.b. class-AB s.s.b. class-A c.w. class-B c.w. class-B	1,6-28 1,6-28 70 108	50 40 50 50	20-150 30 150 150	(note 1) (note 2) 	14 14 10 7,5
BLX39	D	SOT-120	c.w. class-B s.s.b. class-AB s.s.b. class-A	175 1,6-28 1,6-28	28 28 26	45 5-42,5 15	 (note 1) (note 2)	7,5 19 20
BLX65	D	TO-39(1)	c.w. class-B	470 175	12,5	2		6 12
BLX66	D	SOT-48(4)	c.w. class-B	470 175	12,5	2,5 3		8,5 20
BLX67	C	SOT-48(1)	c.w. class-B	470 175	12,5	2,5 3		8,5 20

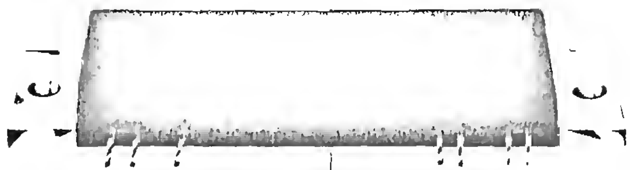
Notes: 1. P.E.P at $d_3 < -30$ dB. 2. P.E.P at $d_3 < -40$ dB. 3. $P_{o\ sync.}$ at $d_{im} < -60$ dB.

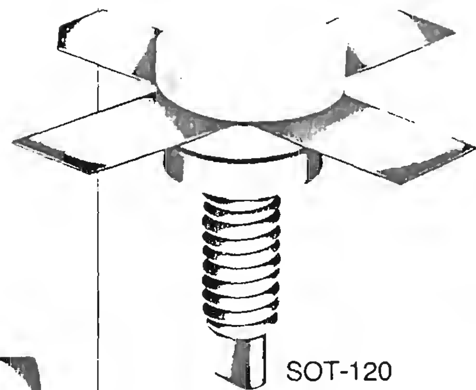
abridged data

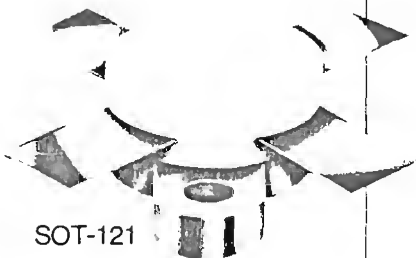


type number	status code	envelope	mode of operation	f MHz	V_{CE} V	output power W	Gp dB
BLX68	C	SOT-48(1)	c.w. class-B	470 175	12,5	7 7,2	5 12,6
BLX69A	D	SOT-48(2)	c.w. class-B	470	13,5	20	4
BLX91A BLX92A BLX93A BLX94A	D	SOT-48(1) SOT-48(1) SOT-48(1) SOT-48(2)	c.w. class-B	470	28	1 2,5 7 25	11 11 8,5 6
BLX95	D	SOT-56	c.w. class-B	470	28	40	4,5
BLX96 BLX97 BLX98	C	SOT-48(3) SOT-48(3) SOT-48(2)	class-A	860	25	0,5 (note 1) 1,0 (note 1) 3,5 (note 1)	6 5,5 5
BLY87A BLY87C BLY88A BLY88C BLY89A BLY89C	C D C D C D	SOT-48(2) SOT-120 SOT-48(2) SOT-120 SOT-56 SOT-120	c.w. class-B	175	13,5	8 8 15 15 25 25	9 12 7,5 8 6 6
BLY90	D	SOT-55	c.w. class-B	175	12,5	50	5
BLY91A BLY91C BLY92A BLY92C	C D C D	SOT-48(1) SOT-120 SOT-48(1) SOT-120	c.w. class-B	175	28	8 8 15 15	12 12 10 10
BLY93A BLY93C BLY94	C D D	SOT-56 SOT-120 SOT-55	c.w. class-B	175	28	25 25 50	9 9 7
PKB20010U PKB23001U PKB23005U	D	FO53	c.w. class-C	2000 2300 2300	28	12 1,5 8	6 7 7,2
2N3375	C	TO-60	c.w. class-B	100 400	28	7,5 3	8,8 4,8
2N3553 2N3632 2N3866	C C D	TO-39(1) TO-60 TO-39(1)	c.w. class-B	175 175 400	28	2,5 13,5 1	10 5,9 10
2N3924 2N3926 2N3927	C	TO-39(1) TO-60 TO-60	c.w. class-B	175	13,5	4 7 12	6 5,4 4,8
2N4427	D	TO-39(1)	c.w. class-B	175	12	1	10

Note:
1. $P_{o\ sync}$ at $d_{im} < -60$ dB.

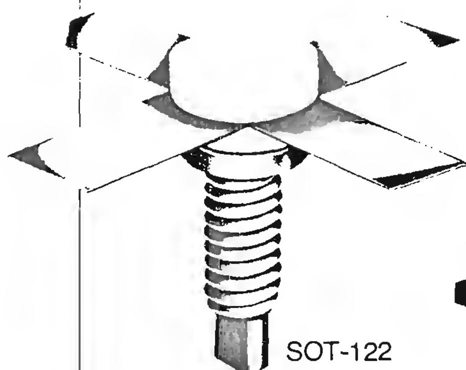

SOT-132

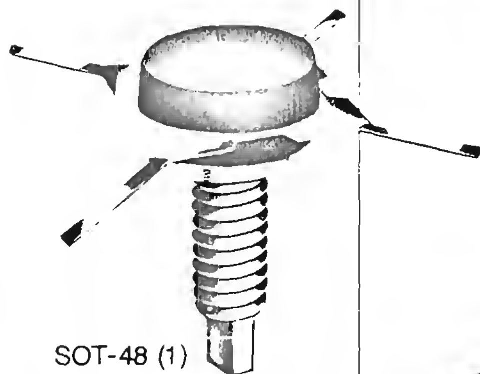

SOT-120

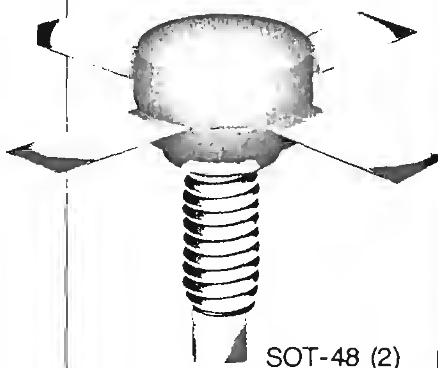

SOT-121

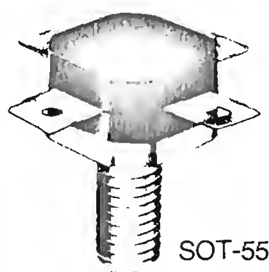

SOT-119


SOT-123

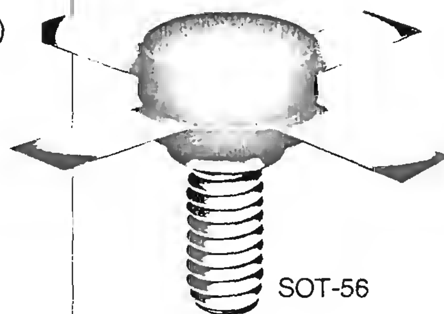

SOT-122

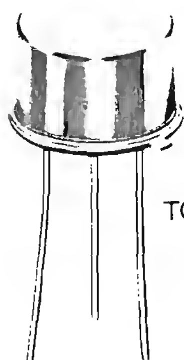

SOT-48 (1)

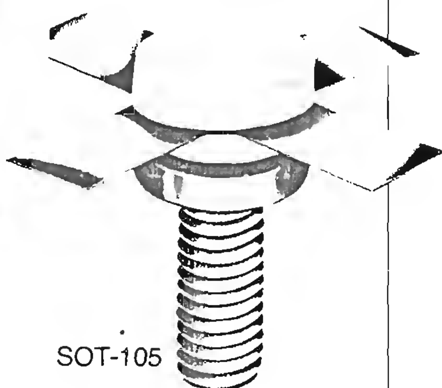

SOT-48 (2)

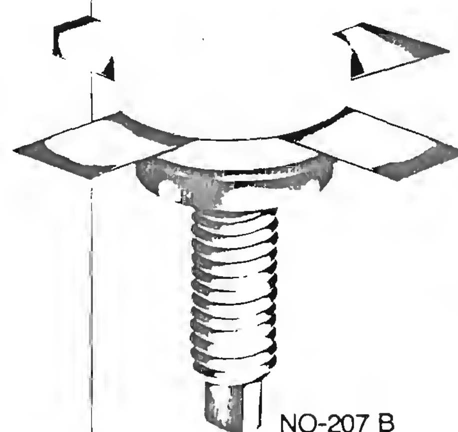

SOT-55


FO-53


SOT-56

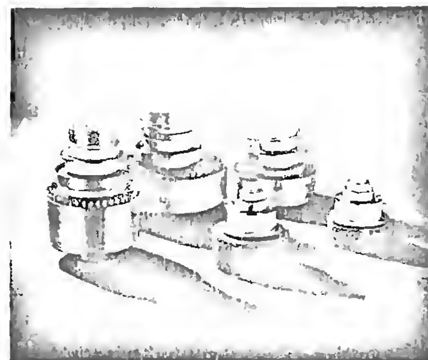

TO-39


SOT-105


NO-207 B

transmitting tubes

tv service
tv transposer service



Cooling: forced air

Triodes for transposer service

Tetrodes for television service

type	output power sync kW	power gain dB	frequency at full ratings max MHz	V_f V	I_f A	V_a kV	V_{g2} V	I_a sync black A	V_a max kV	W_a max sync kW	h x dia. max mm
YL1590	**0,6**	15,4	1000	3,9	52	3,5	700	0,64	4,0	2	108 x 73
YL1540	**1,15**	20	260	4,2	53	3	700	0,7	4	2	122 x 63,3
YL1440	**1,55**	26					500			1,5	125 x 63,3
YL1560	5,5	16,5	1000	5	130	5,5	700	1,9	6	7	153 x 140,3
YL1420	**8,6**	24	260	6,3	120	5	600	2,1	6,5	6	174 x 125,1
YL1580	**12**	16,5	1000	7	130	6	800	2,7	7,2	12	181 x 191,6
YL1430	**18,4**	25	260	8	120	7	700	2,9	9	12	211 x 164,2
YL1520	**27,5**	28,5	260	11,5	120	8	700	4	9	18	226 x 164,2
YL1530	**37,5**	15	260	7,5	175	9	900	4,5	12	30	264 x 215

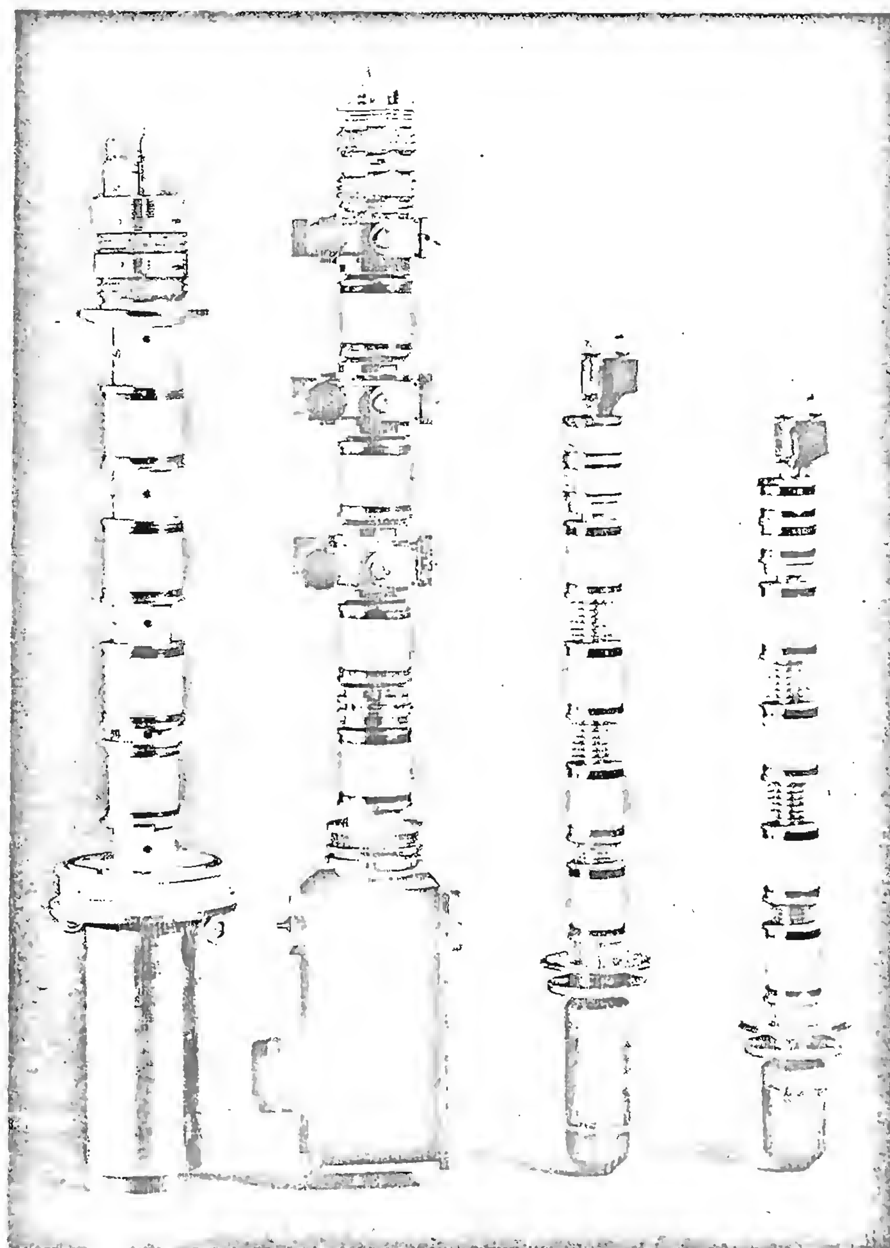
Triodes for television transposer service

type	output power sync W	power gain dB	frequency at full ratings max MHz	V_f V	I_f A	V_a kV	I_a A	V_a max kV	W_a max kW	h x dia. max mm
YD1270	25	19	1000	6,3	1,2	1,5	0,12	1,7	0,2	88,6 x 50,5
YD1303	25	20	1000	5	2,0	1,2	0,10	2	0,15	55,5 x 68,1
YD1300	35	20	1000	5	2,0	1,7	0,12	2	0,3	55,2 x 45,4
YD1302	55	19	1000	5	2,1	1,9	0,13	2	0,325	64,2 x 54,1
YD1304	55	19	1000	5	2,5	1,8	0,13	2	0,325	64,2 x 54,1
YD1333	**110**	16,5	1000	6,3	5,3	2	0,25	3,5	0,9	88,5 x 71
YD1334	**110**	16,5	1000	6,3	5,3	2,5	0,25	3,5	1,8	96,5 x 96
YD1330	**220**	16,5	1000	6,3	5,3	3	0,42	3,5	1,8	106 x 71
YD1336	**220**	16,5	1000	6,3	5,3	3	0,42	3,5	1,8	96,5 x 96
YD1335	550	15	1000	6,3	5,3	3,5	0,25	3,8	1,9	96,5 x 96
YD1337	**400**	15	1000	6,3	5,3	1,7	0,40	2,2	0,7	88,5 x 71

Tetrodes for television transposer service

type	output power sync kW	power gain dB	frequency at full ratings max MHz	V_f V	I_f A	V_a kV	V_{g2} V	I_a A	V_a max kV	W_a max kW	h x dia. max mm
YL1590	**0,22**	15,6	1000	3,9	52	3,5	700	0,62	4	2	108 x 73
YL1440	0,55	15	260	4,2	53	2,5	600	0,73	4	1,5	125 x 63,3
YL1560	**2,2**	16,5	1000	5	130	5,5	700	1,8	6	7	152 x 140,3
YL1420	**2,5**	15	260	6,3	120	4	700	1	6,5	6	174 x 125,1
YL1580	**4,4**	17	1000	7	130	6,5	700	2,9	7,5	14	181 x 191,6
YL1430	**7**	15	260	8	120	6	800	1,2	9	12	211 x 164,2
YL1520	**10,5**	16	260	11,5	120	8	900	1,8	9	18	225 x 164,2

u.h.f. power klystrons



Our range of klystrons covers the output power classes between 10 and 58 kW over the tv bands IV and V. They are designed such that high efficiency can be obtained in combination with a high gain.
YK1195, YK1196 and YK1197 deliver 58 kW in three overlapping bands between 470 and 860 MHz. Each tube requires its own accessories. The tubes are vapour cooled and electromagnetically focused.
YK1190, YK1191 and YK1192 are similar to the foregoing but deliver only 45 kW.
YK1151 can deliver 25 kW over both bands IV and V; therefore two sets of accessories are available. The tube is air cooled and permanent magnetically focused.
YK1230 can deliver 27,5 kW over both bands IV and V using only one set of accessories. The tube is electromagnetically focused and can be alternatively used for water, vapour or vapour-condensation cooling. YK1220 is similar to the foregoing tube but can deliver only 16,5 kW.

type	frequency range MHz	output power (peak sync) kW	gain dB	beam voltage kV	beam current A	efficiency %	focusing
YK1151	470 to 860	12,5	40	20 *	2,1	39	permanent magnetic
YK1151	470 to 860	25	44	24 *	3,0	41	permanent magnetic
YK1190	470 to 610	45	41	25,5	3,8	48	electromagnetic
YK1191	590 to 720	45	44	25,5	3,8	48	electromagnetic
YK1192	710 to 860	45	41	25,5	3,9	46,5	electromagnetic
YK1195	470 to 610	58	37	26	4,85	47,5	electromagnetic
YK1196	590 to 720	58	39	26	4,85	47,5	electromagnetic
YK1197	710 to 860	58	40	27	4,9	45	electromagnetic
YK1220	470 to 860	16,5	28	17,5	2	45	electromagnetic
YK1230	470 to 860	27,5	36	23,5	2,5	45	electromagnetic

* Operation with depressed collector potential.

wideband transistors and modules

selection guide

Wideband transistors for MATV and CATV modules, with long-term reliability.



CATV module.

BFQ34 and **BFR94** meet all NCTA cross-modulation and DIN intermodulation requirements. We guarantee 12-channel cross-modulation distortion to NCTA standard (> –105 dB) and three-tone intermodulation according to DIN :m.

Islanded collector area prevents "hot spots" and diffused emitter ballast resistors (20) avoid second breakdown, hence rugged devices.

Ti-Pt-Au metallization: Gold for conduction; Titanium for adhesion; Platinum as migration barrier.

Corresponding types in SOT-23 or SOT-89

	SOT-23	SOT-89
BFQ23	**BFT93**	—
BFQ34	—	**BFQ18**
BFR90	**BFR92**	—
BFR91	**BFR93**	—
BFR96	—	**BFQ19**
BFW16A	—	**BFQ17**
BFW30	**BFR53**	—
BFY90	**BFS17**	—

Application	**Recommended types**
wideband aerial amplifiers band I up to V (40-860 MHz) wideband distribution amplifiers	BFQ22 to 24, BFQ32, BFQ34 BFR34, BFR90, 90A, 91, BFR95, 96, BFW30, BFW92, 93, BFX89, BFY90
low noise wideband amplifiers in measuring equipment r.f. amplifiers and mixers for communication systems (microwave link radar i.f. amplifiers)	BFQ22 to 24, BFQ34 BFR49, BFR90, 90A, 91, BFY90
high output channel and band aerial amplifiers in driver and final stages channel amplifiers in CATV and MATV wideband amplifiers	BFQ34, BFR64, 65, BFR95 BFW16A, 17A
high-voltage output stages in CATV wideband amplifiers	BFQ34, BFR94

CATV amplifier modules

type	status	case	CIRCUIT VALUES V_B V	I_{tot} max mA	T_{mb} max °C	G_P dB	flatness 40 to 300 MHz dB	V_O at –60 dB distortion dBmV	F max dB
BGY37	C	SOT-115	24	220	90	16,4	± 0,1	65	7
BGY50	D	SOT-115	24	180	90	12,5	≤ 0,2	61	7
BGY51	D	SOT-115	24	220	90	12,5	≤ 0,2	63,5	8
BGY52	D	SOT-115	24	180	90	16,4	≤ 0,1	61	6
BGY53	D	SOT-115	24	220	90	16,4	≤ 0,1	63,5	7
BGY54	D	SOT-115	24	180	90	17,0	≤ 0,1	61	6
BGY55	D	SOT-115	24	220	90	17,0	≤ 0,1	63,5	7

abridged data



Wideband transistors

type all n-p-n	status	case	f MHz	CIRCUIT VALUES (TYP) P_o* mW	G_p (G_{UM}) dB	V_{CE} V	I_C mA	RATINGS V_{CEO} V	I_{CM} mA	P_{tot} mW	CHARACTERISTICS h_{FE}	f_T typ GHz	F typ dB
BFX89	D	TO-72	200 800	6	22 7	10	8	15	50	200	20-150	1,2	3,3 7,0
BFW92	D	SOT-37	200 800	8	23 11	10	10	15	50	190	20-150	1,6	4 at 500 MHz
BFY90	D	TO-72	200 800	12	23 8	10	14	15	50	200	25-150	1,4	2,5 5,5
BFW30	D	TO-72	200 800	15	21 7,5	5	30	10	100	250	> 25	1,6	< 5,0 at 500 MHz
BFW93	D	SOT-37	200 800	15	(22) (10,5)	5	30	10	100	190	> 25	1,7	< 5,0 at 500 MHz
BFW16A	D	TO-39	200 800	150 90	16 6,5	18	70	25	300	1500	> 25	1,2	< 6,0 —
BFW17A	D	TO-39	200	150	16	18	70	25	300	1500	> 25	1,1	—
BFR64	D	SOT-48	200 800	150 90	16 6,5	20	70	25	500	3500	> 25	1,2	6,0 —
BFR65	D	SOT-48	200 800	450 —	19 4,5	20	200	25	1000	5000	> 30	>1,2	— —

type	polarity	status	case	CHARACTERISTICS (TYP) dim** at conditions dB	$f_{(p+q-r)}$ MHz	V_{CE} V	I_C mA	V_o mV	G_{UM} typ dB	F typ dB	at f MHz
BFQ22	N	D	TO-72	—	—	—	—	—		1,9	500
BFQ23	P	D	SOT-37	–60	493,25	5	30	300	16,5	2,4	500
BFQ24	P	D	TO-72	—	—	—	—	—		2,4	500
BFQ32	P	D	SOT-37	–60	493,25	10	50	500	14	3,75	500
BFQ34	N	D	SOT-122	–60	793,25	15	120	1200	16	8	500
BFQ51	P	N	SOT-37	—	—	—	—	—	19	2,6	500
BFQ52	P	N	TO-72	—	—	—	—	—	17	2,7	500
BFQ53	N	N	TO-72	—	—	—	—	—	18	2,4	500
BFR49	N	D	SOT-100	—	—	—	—	—	17	2,5	1000
BFR90 **BFR90A**	N N	D N	SOT-37	–60	493,25	10	14	150	19,5	2,4	500
BFR91	N	D	SOT-37	–60	493,25	5	30	300	16,5	1,9	500
BFR94	N	D	SOT-48	–60	493,25	20	90	700	13,5	5	200
BFR95	N	D	TO-39	–61	194,25	18	80	1000	13,5	9	200
BFR96	N	D	SOT-37	–60	493,25	10	50	500	16	3,3	500

* VSWR at output < 2 measured at $f_{(2q-p)}$.
f_p = 202 MHz, f_q = 205 MHz or f_p = 798 MHz, f_q = 802 MHz.
** Intermodulation distortion measured according to DIN three-tone test.

wideband transistors and modules

hybrid i.c. amplifiers

Intended for use in RATV, MATV and CATV systems and for general purposes in v.h.f. and u.h.f. applications.

All amplifiers:

frequency range	f	40 to 860 MHz
source and load (characteristic) imp.	$R_S = R_\ell = Z_O$	75 Ω
operating ambient temperature	T_{amb}	−20 to + 70 °C
operating mounting-base temperature (OM323; A and OM337; A)	T_{mb}	−30 to + 100 °C
pinning (except OM322)	suitable for 0,1-inch grid	
finish	resin coated	

Typical characteristics at V_B = 24 V ± 10%

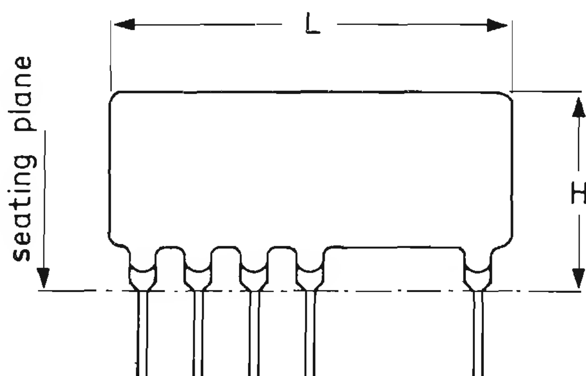
type	gain $\|s_f\|^2$ dB	V_O(r.m.s.)* dBμV	supply current mA	noise figure dB	max VSWR typical values input	output	dimensions L mm	H mm
OM320	15,5	92	23	5,5	2,2	2,5	30	12
OM321	15,5	98	33	6	2,5	2	30	12
OM322	15	103	60	7	1,7	1,7	—	—
OM323; A**	15	113	100	9	1,9	2,3	30	18
OM335	27	98	35	5,5	1,9	3,2	30	18
OM336	22	105	65	7	1,4	1,6	30	19
OM337; A**	26	112	115	9,8	2,3	1,8	30	18
OM339	28	105	67	6	1,5	1,5	30	19

Typical characteristics at V_B = 12 V ± 10%

type	gain $\|s_f\|^2$ dB	V_O(r.m.s.)* dBμV	supply current mA	noise figure dB	max VSWR typical values input	output	dimensions L mm	H mm
OM350	18	98	18	6	1,5	1,9	18	9
OM360	23	105	55	7	1,4	1,6	26	9
OM361	28	105	50	6	1,3	1,5	26	9

* Minimum output voltage at −60 dB intermodulation distortion (DIN 45004, 3-tone, f = 470 MHz).

** The OM323A and OM337A need an external collector-coil and blocking capacitor, whereas, the OM323 and OM337 have these components built-in.



Conversion table for 75 Ω impedance

dBμV	mV	dBm
92	39,8	− 16,75
98	79,4	− 10,75
103	141,3	− 5,75
105	177,8	− 3,75
112	398,1	+ 3,25
113	446,7	+ 4,25

fibre-optic communications

emitters-receivers

Optical fibre technology has matured to the point where it is a serious contender to take over many of the traditional tasks of coaxial cable. Amongst its advantages are

- very large bandwidth, high information capacity
- immunity to electromagnetic interference
- low attenuation, independent of frequency
- electrical isolation of input and output, no earth-loop problems
- wide-range temperature independence

As input and output devices for optical fibres, the emitters and receivers listed here are but the first in a projected range of ilips products for fibre-optic signal transfer in the broadcasting and telecommunication industries.

Emitters – GaAlAs DHJ LED modules

OF840 **OF841**	A small light guide (diameter 200 μm) achieves the optical coupling with the emitting junction (NA ~ 0,5). The module is designed to be the active component of either a BNC, TNC of RIM–SMA optical connector.
OF842 **OF843**	The emitting junction is coupled to a step index optical fibre. (core diameter 200 μm)

Reverse current at V_R = 2 V		I_R	max	200 μA
Forward current (d.c.)		I_F	max	100 mA
Total power dissipation up to T_{amb} = 25 °C		P_{tot}	max	200 mW
Radiant intensity on axis at I_F = 50 mA	OF840; 842	I_O	typ	300 μW.sr^{-1}
	OF841; 843	I_O	typ	150 μW.sr^{-1}
Wavelength at peak emission		λp	typ	830 nm

Receivers – Si P.I.N. photodiode modules

OF844	The sensitive area is coupled to a step index optical fibre (core diameter 200 μm)
`F845	A small light guide (diameter 600 μm) achieves the optical coupling with the sensitive area. The module is designed to be the active component of either a BNC, TNC or RIM–SMA optical photoreceiver.

Continuous reverse voltage		V_R	max	50 V
Dark reverse current (V_R = 10 V)	OF844	$I_{R(D)}$	typ	100 pA
	OF845	$I_{R(D)}$	typ	200 pA
Sensitivity at λ = 830 nm		S	typ	0,40 A/W
Wavelength at peak response		λp	typ	830 nm